l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXXV - Luglio 1963

NUMERO
7
LIRE 350

scatole di montaggio

Pre - Amplificatori Hi - Fi - stereo

mod. LK - 48

mod. LK - 72

Finalmente ora potete avere la possibilità di costruirvi i famosi pre-amplificatori HI-FI SCOTT.
Le scatole di montaggio sono presentate lussuosamente, con un ricchissimo libro d'istruzioni a colori, che vi renderà estremamente facile e divertente il montaggio.

CARATTERISTICHE

PRE-AMPLIFICATORE STEREO Mod.	**LK-48**	**LK-72**
Potenza d'uscita per canale:	20 W	35 W
Risposta di frequenza	20-20.000 Hz ± 0,5 dB	20-20.000 Hz ± 0,5 dB
Distorsione armonica totale	< 0,8 %	< 0,8 %
Distorsione d'intermodul. totale	< 0,5 %	< 0,5 %
Rumore di fondo all'uscita	< 25 mV	< 25 mV
Sensibilità agl'ingressi Magn.	3 mV	3 mV
Sensibilità sul più alto liv. d'ingresso	0,5 V	0,5 V

Controlli separati per i bassi e per gli alti per entrambi i canali, Loudness, Bilanciamento, Monitore per registrazione, Equalizzatore, Selettore stereo

	LK-48	LK-72
Valvole impiegate	4 - 12AX7	4 - 12AX7
	4 - 7189A	4 - 7591
	2 - 7199	2 - 6GH8
	1 - GZ34	1 - GZ34

Dimensioni . . . . . 38,8 x 13,2 x 33 cm.

rappresentante generale per l'Italia:

Soc.r.l. S.I.S.E.P.

organizzazione commerciale di vendita:

Soc.r.l. LARIR · Milano · p.zza 5 giornate n. 1
telefoni: 795762-3

Nuovo modello AN - 250

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

•

BELLUNO - Sede

Via Col di Lana, 36
Telefono 41.02

MILANO - Filiale

Via Cosimo del Fante, 14
Telefono 833.371

Con dispositivo di protezione

derivato dal mod. AN - 248

20.000 OHM x V c.c. e c.a.

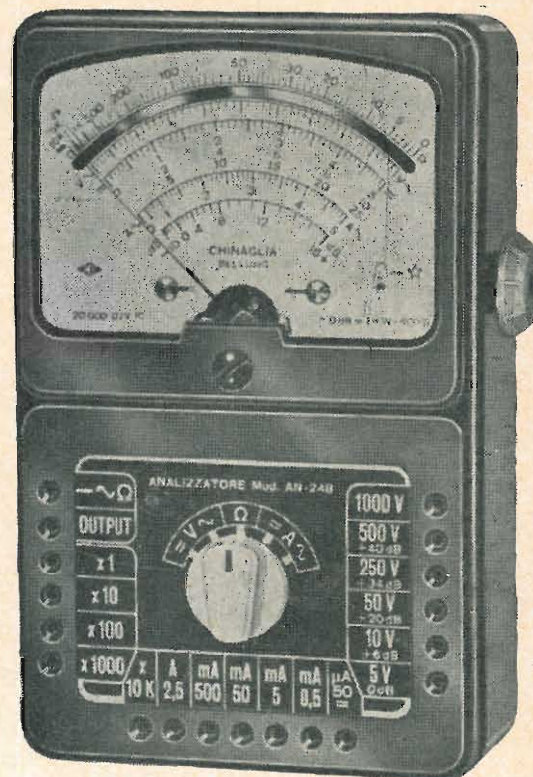
CARATTERISTICHE PRINCIPALI

- Scatola e pannello INDEFORMABILI, RESISTENTI AGLI ACIDI ED AL CALORE.
- Quadrante a specchio con cinque scale a colori.
- Cambio pila dall'esterno, SENZA APRIRE L'APPARECCHIO.
- Portate amperometriche anche in CORRENTE ALTERNATA.
- Portate ohmmetriche DA 1 A 100 Mohm CON ALIMENTAZIONE a PILE INTERNE.
- Sensibilità 20.000 Ω per V, sia in c.c. che in c.a.
- Commutatore rotante speciale per le inserzioni VA - c.c. - c.a. - Ohm.
- DISPOSITIVO DI PROTEZIONE CONTRO SOVRACCARICHI PER ERRATE INSERZIONI.

MISURE

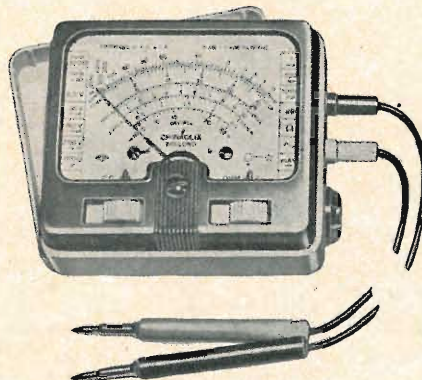
V c.c.	300 mV - 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
V c.a.	300 mV - 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
A c.c.	50 μA - 0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A
A c.a.	0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A
V B.F.	5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
Ω	10.000 - 100.000 Ω - 1 - 10 - 100 MΩ
dB	—10+62 dB

41 PORTATE

A richiesta puntale AT-250 per estendere le portate del Voltmetro fino a 25 kV.

Dimensioni mm. 150×95×50

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE 106

Dimensioni mm. 125×195×100

MICROTESTER 310
10.000 OHM × V

Dimensioni mm. 95×84×48

1000 / 2000 Ω V

MIGNONTESTER 300

L. 5.950
compreso astuccio

MODELLO NOVITÀ

Dimensioni mm. 90×87×37

OSCILLOSCOPIO UNIVERSALE
Mod. 320

Dimensioni mm. 195×125×295

PROVATRANSISTORI
Mod. 650

Dimensioni mm. 195×125×75

PROVAVALVOLE
Mod. 560

per tipi americani - europei subminiature - cinescopi - diodi

Dimensioni mm. 245×305×115

VOXSON PRIMATO TECNICO

Voxson presenta il nuovo televisore **Polaris T. 318** con 4 novità assolute

si vede e si sente istantaneamente
grazie al dispositivo elettronico "quick starter,, che elimina la noiosa attesa del riscaldamento delle valvole e ne prolunga la vita

si cambia immediatamente il canale
sfiorando con la mano la base del Polaris che dispone di un'unica grande "barra di commutazione

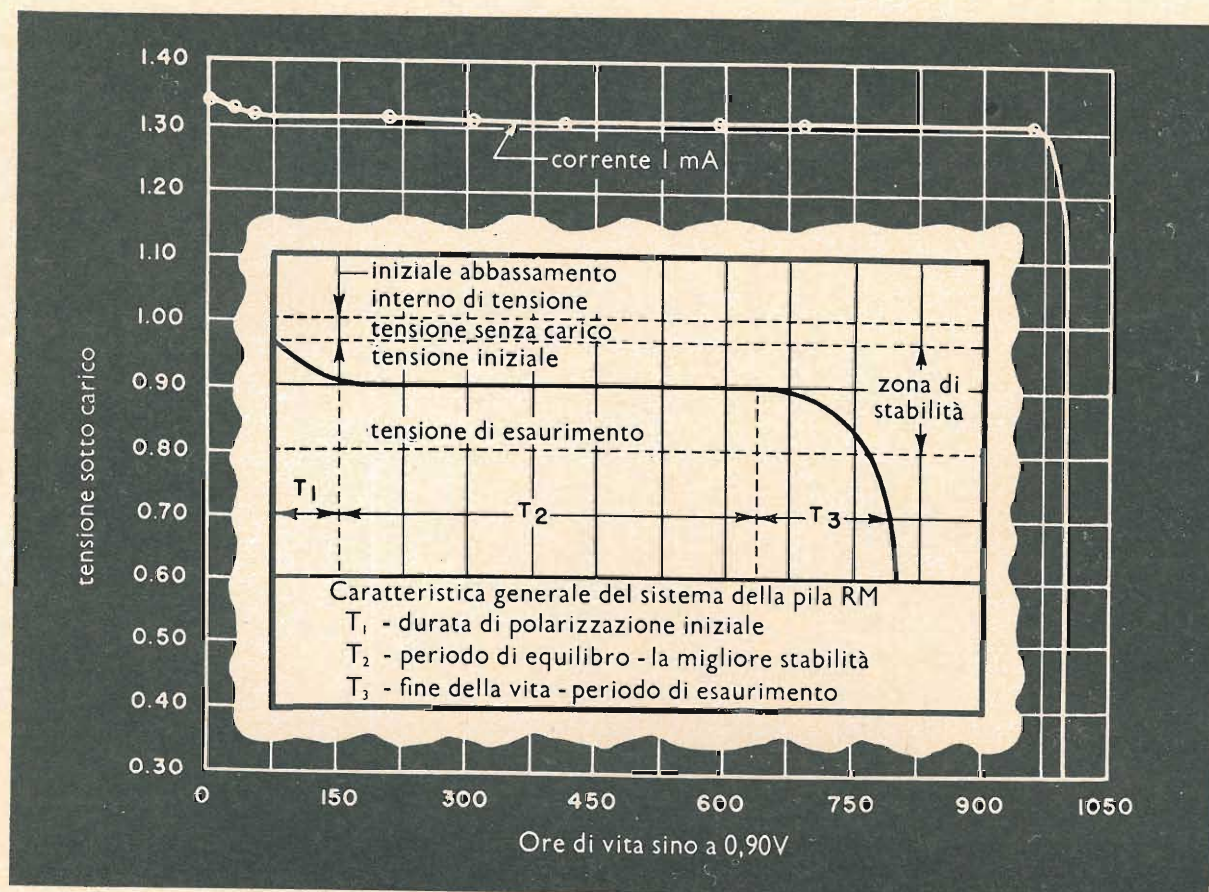
cambio del programma a distanza
con la leggera pressione del piede sullo speciale comando, comodamente seduti in poltrona

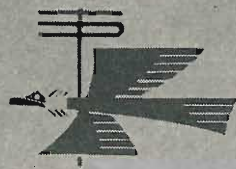
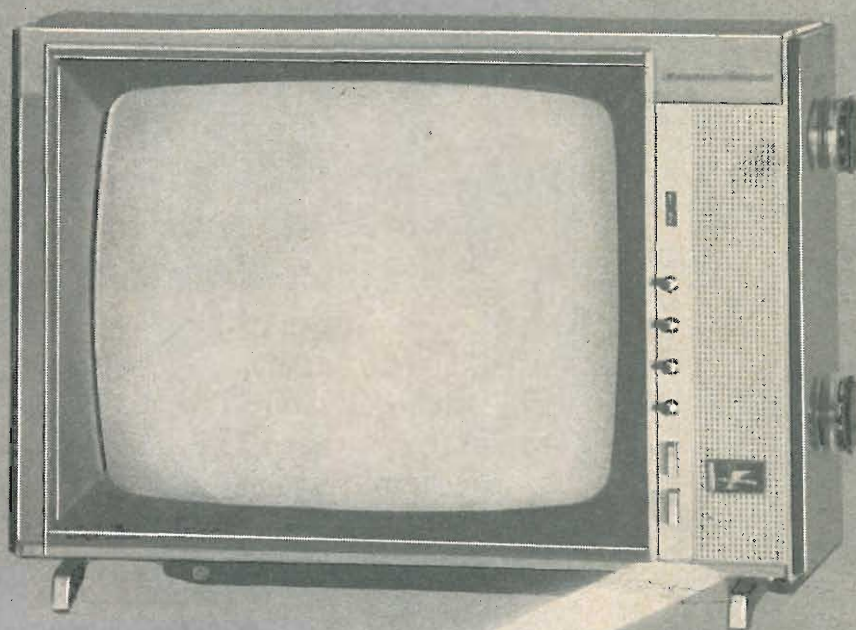
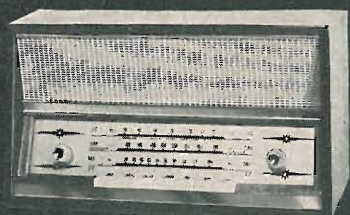
nitida visione anche in zone con scarso segnale
per l'eccezionale amplificazione della nuovissima valvola Nuvistor impiegata in Europa solo dalla Voxso

un momento da ricordare nella serie dei successi del dipartimento progetti Voxson

L'elevato rapporto potenza—ingombro non è l'unica ragione per la quale le pile Mallory forniscono attualmente energia ad un così svariato numero di apparecchi a transistori. Un ulteriore motivo sta nel fatto che non sono soggette ad 'affaticamento'. Infatti, diversamente dalle pile di tipo tradizionale, le pile Mallory non richiedono periodi di riposo e la loro erogazione non subisce fluttuazioni di sorta in servizio continuo. Inoltre la pila non viene danneggiata da brevi corto circuiti, mentre il ricupero delle normali condizioni di funzionamento è estremanente rapido. Stabili alle diverse temperature, assolutamente esenti da perdite e con potenziale sempre costante, le pile Mallory intervengono in modo determinante nella progettazione delle moderne apparecchiature portatili.

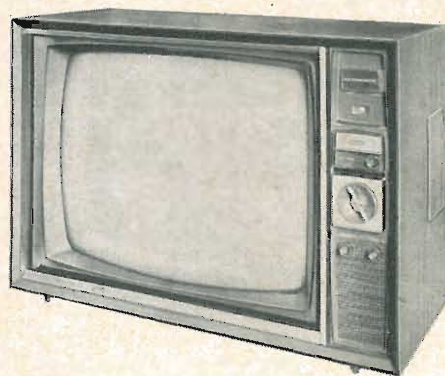
le pile Mallory

non necessitano di periodi di riposo

Consultando la Mallory allo stadio di progetto potrete ottenere il massimo vantaggio possibile dalla fonte di energia meno ingombrante del mondo.
Richiedete letteratura tecnica ed ulteriori informazioni al:
Mallory Batteries Ltd. Technical Representative
Milano Via Catone 3 Tel. 37 61 888

Sempre nuove idee nel campo delle pile

APPARECCHIO RADIO mod. 603 T6 - mobile legno - 6 valvole - onde medie e corte - MF - fono

FONOVALIGIA mod. 607 - 4 velocità - regolatore di tono - cambio tensione universale

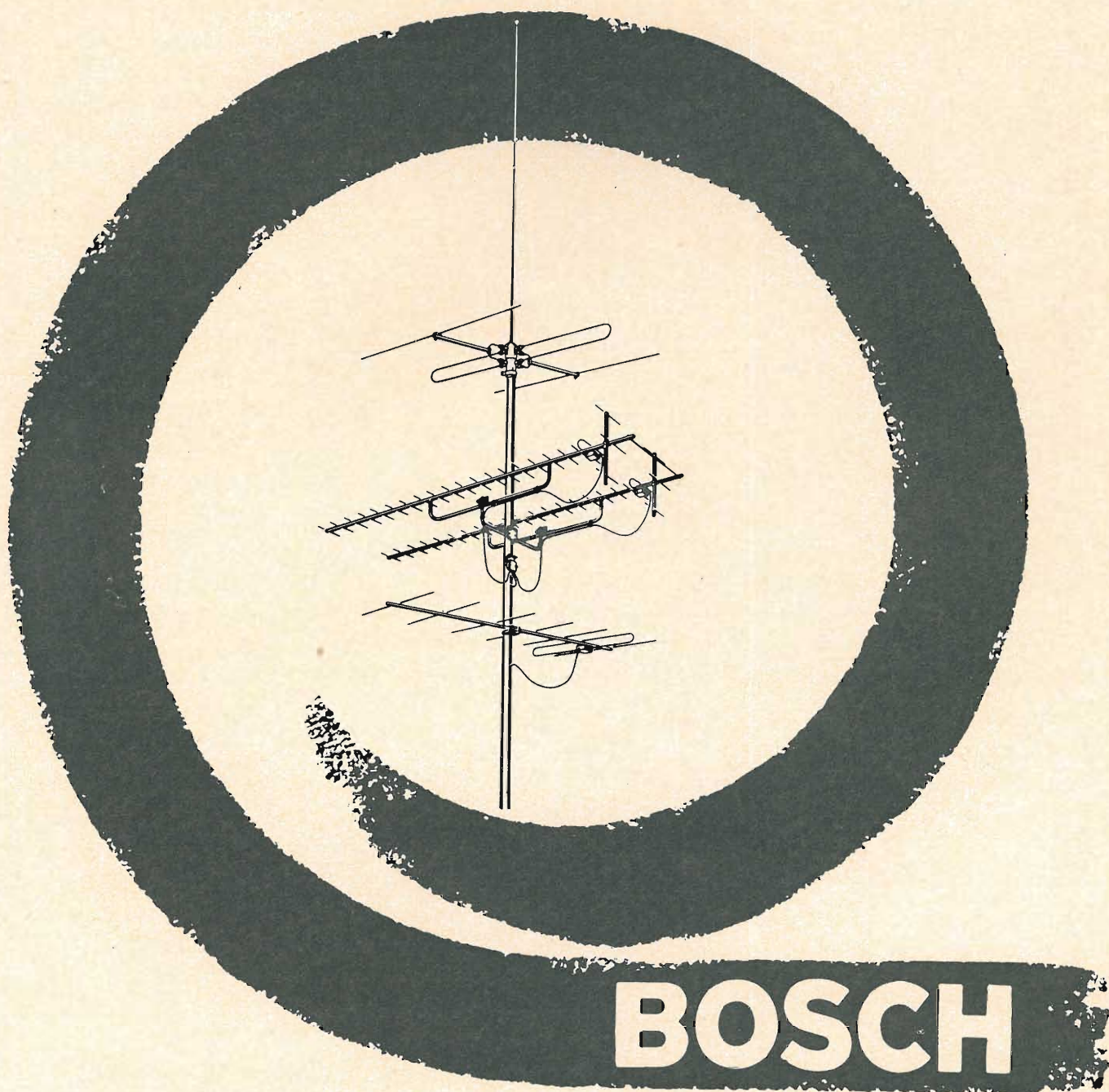
RADIO GIRADISCHI mod. 605 T5 - 4 velocità mobile legno - 5 valvole - onde medie - MF

TELEVISORE PORTATILE "Attaché 19" 114° short neck - antenna incorporata

TELEVISORE mod. 500 T23 - fotoresistenza per il contrasto automatico - 3 altoparlanti 3 stadi di MF - Chassis orizzontale

WESTINGHOUSE

WESTMAN

licenziataria WESTINGHOUSE - milano, via lovanio 5, tel. 650.445-661.324-635.218-40
roma, via civinini 37 - 39, tel. 802.029 - 872.120 • padova, via s. chiara 29, tel. 45.177

vedere insieme per vedere meglio

ANTENNE CENTRALIZZATE

Le antenne centralizzate Bosch per la ricezione televisiva in ogni appartamento di uno stabile offrono ai proprietari il vantaggio di un unico impianto che non provoca danni alla casa e consente agli inquilini, una spesa assai minore per ciascuno e la sicurezza di una ricezione assolutamente perfetta.
Perchè una selva di antenne sopra un tetto sconvolto da pose in opera mal fatte?
Perchè spendere di più quando insieme si può spender meno?
Perchè non fruire della garanzia che offre la perfezione tecnica Bosch?

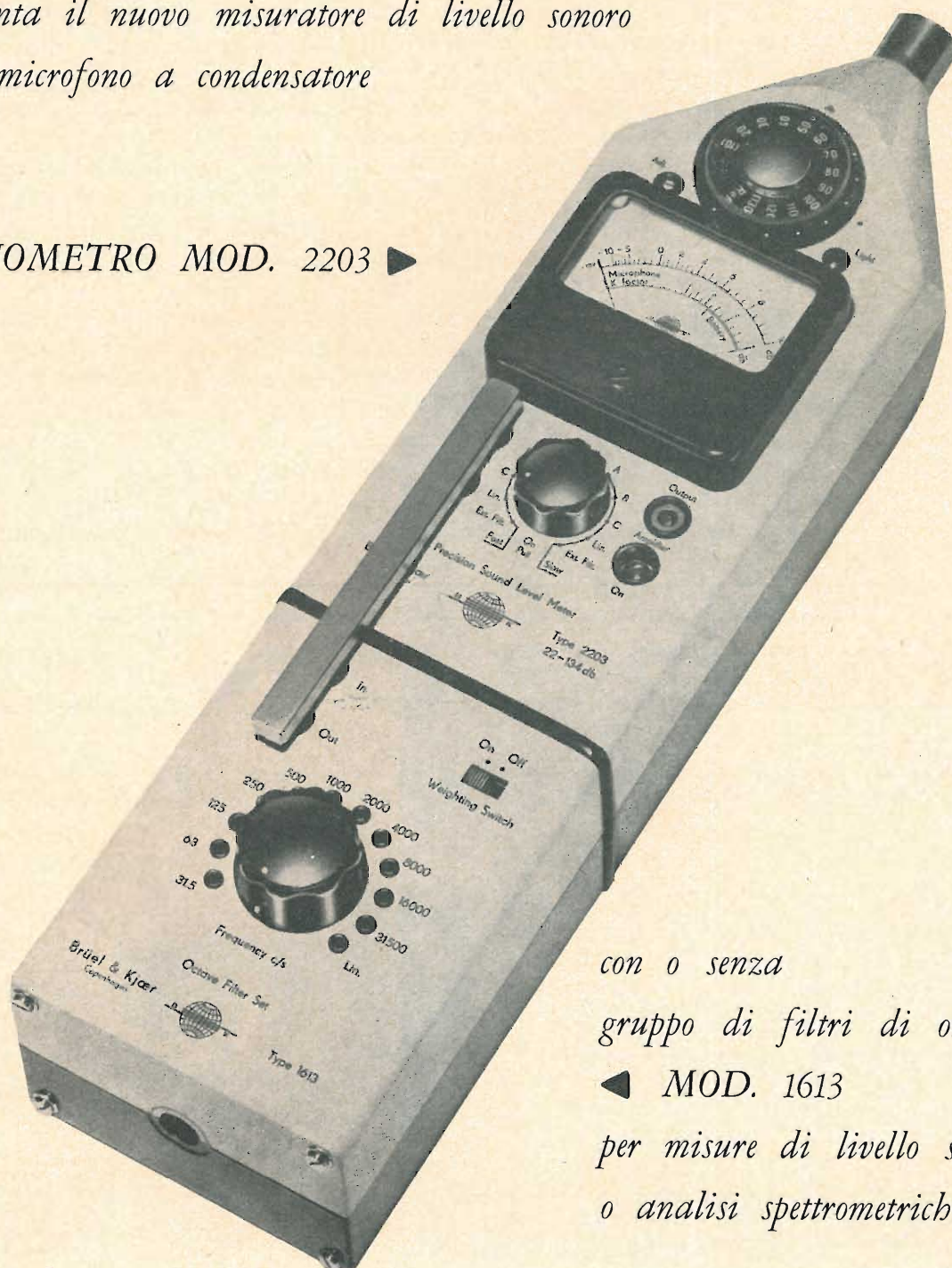
Robert Bosch S.p.A. - Milano
Via Petitti 15

clan 21-63 - 12

La

BRÜEL & KJAER

presenta il nuovo misuratore di livello sonoro
con microfono a condensatore

FONOMETRO MOD. 2203 ▶

con o senza
gruppo di filtri di ottava
◀ *MOD. 1613*
per misure di livello sonori
o analisi spettrometriche

Per informazioni dettagliate ed offerte scrivere o telefonare a:

AESSE
MILANO

Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici

Corso Lodi 47 — Telefoni 580792 - 580907

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

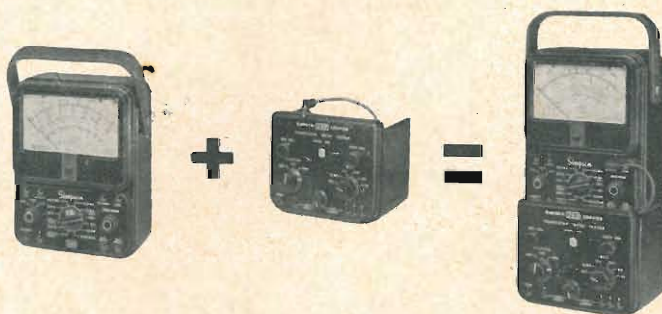
Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

Volume di pagg. 408, *formato* 17 x 24 *cm, rilegato in tela Lire* 6.000

SIMPSON
ELECTRIC COMP. (USA)

PRIMA DI ACQUISTARE UN TESTER...

... considerate le Vs. future necessità nel campo della strumentazione. Avrete bisogno in seguito di un Tester per transistori... o di un voltmetro elettronico in c.c.... magari di un misuratore di temperatura... o forse di un amperometro in c.a. Se è così potete usare i famosi tester Simpson 260 o 270 come strumento base per le suddette misure come per tutta una serie di misure di altre grandezze.

Tutto ciò che c'è da fare è accoppiare al tester un adattatore. Ogni volta che vi occorre fare una nuova misura comperate solo un adattatore; risparmierete il costo di un nuovo strumento completo sfruttando il pratico e **preciso** tester Simpson in Vs. possesso anche per la nuova misura.

Mod. 650

Mod. 651

Mod. 652

Mod. 653

Mod. 654

Mod. 655

Mod. 656

Mod. 657

Mod. 661

Mod. 650 Misura transistori - Mod. 651 Voltmetro a valvola c.c. - Mod. 652 Misuratore di temperatura - Mod. 653 Amperometro in c.a. - Mod. 654 Wattmetro audio - Mod. 655 Attenuatore microvoltmetrico - Mod. 656 Prova batterie - Mod. 657 Milliohmmetro - Mod. 661 Amperometro c.c.

Agente Generale per l'Italia:

Dott. Ing. M. VIANELLO

Sede: **MILANO** - Via Anelli, 13 - telefoni 55 30 81 - 55 38 11
Filiale: **ROMA** - Via S. Croce in Gerusalemme, 97 - telefoni 756 72 50 - 756 79 41

ANNO XXXV **7**

l'antenna

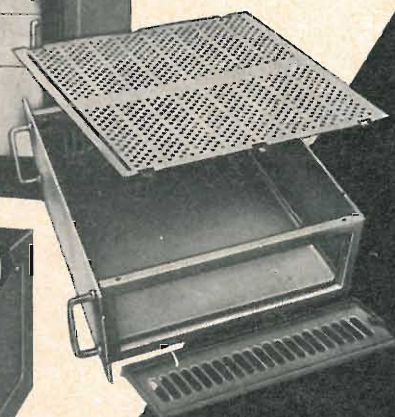
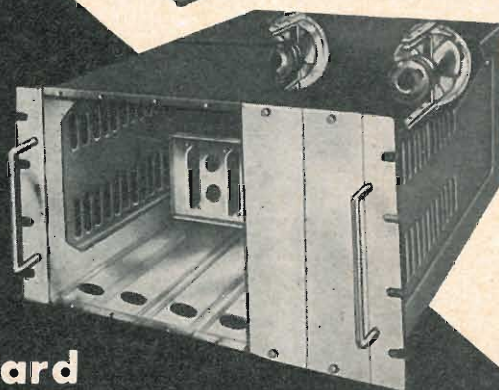
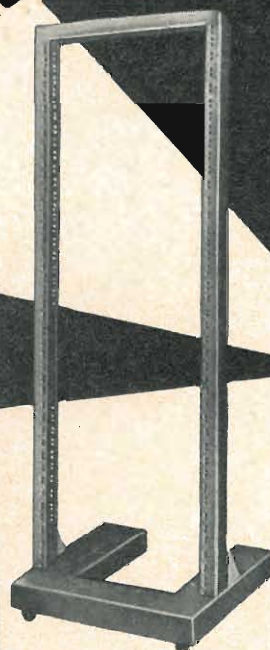
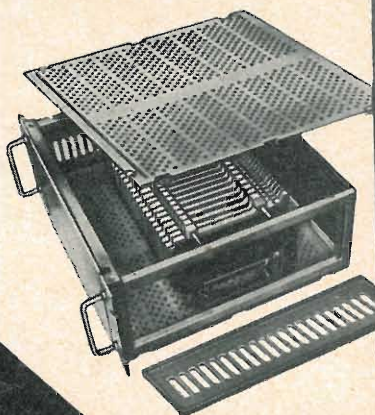
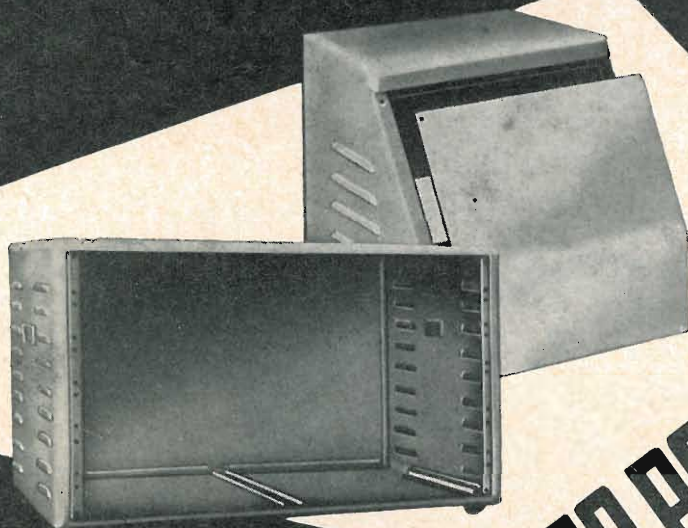
LUGLIO 1963

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

7

dott. ing. Alessandro Banfi

Previsioni di mercato futuro

Nella struttura e svolgimento della nostra esistenza sociale odierna, domina incontrasta la statistica.
Statistica e programmazione costituiscono oggi i due pilastri di base, intorno ai quali si sviluppa ogni attività produttiva e commerciale della nazione. Qui oggi non tratteremo argomenti tecnici di radio o di televisione, ma ci addentreremo in una disamina che molto si accosta alla cosiddetta "ricerca di mercato" oggi già piuttosto comune in campo commerciale.
Le statistiche pertanto ci dicono che la spesa delle masse italiane per i cosiddetti "beni durevoli" (elettrodomestici, televisori, automobili, ecc.), pur essendo ancora molto modesta, ha già raggiunto un volume tale da consentire un mercato di massa per tali beni.
Non solo; ma ci permette di prevedere con buona fondatezza una ulteriore forte espansione in un prossimo futuro, semprechè non intervengano inattese, drastiche modificazioni dell'attuale situazione economico-sociale.
E' anzittutto interessante, oltrechè opportuno raffrontare i dati statistici relativi all'abitante medio del MEC, con quelli dell'italiano medio.
Naturalmente il computo della "media" va considerato con la necessaria larghezza di valutazione. E come tutte le medie è costruita mettendo insieme coloro che non acquistano affatto automobili, coloro che acquistano una modesta utilitaria, magari di seconda mano, e coloro che acquistano un lussuoso panfilo.
Comunque, anche sotto queste premesse, i beni durevoli per l'abitante medio del MEC rappresentava nel 1960 il 9,2% della spesa totale, mentre per l'italiano medio tale percentuale era solamente la metà: 4,8 %. Ed è calcolata ovviamente su una spesa più piccola poichè il consumo ed il reddito medio italiano sono ancora molto inferiori ai livelli esistenti negli altri paesi del MEC.
Anche qui la "media" va presa per quello che vale: infatti mentre il reddito medio dell'italiano del Nord può in certa misura, ritenersi paragonabile, a quello della media MEC, il reddito medio dell'italiano del Sud è enormemente più basso.
Se usciamo poi dall'ambito del MEC, troviamo che la percentuale di spesa per beni durevoli sale al 10% in Inghilterra ed oltre il 12% negli U.S.A. E poichè la spesa globale per consumi dell'americano medio è almeno tre volte più grande di quella dell'italiano medio, è facile dedurne che l'americano, in media, spende ogni anno per beni durevoli, almeno dodici volte di più dell'italiano medio.
Nel campo dei beni durevoli domestici, la modestia del consumo italiano per abitante, nel raffronto coi livelli europei è evidentissima.
Dalle 8 mila lire per abitante spese nel 1962, occorre sottrarne 3 mila per mobilio. Restano 5 mila lire per persona, cioè 20 mila lire per famiglia, considerate in media di quattro persone.
Siamo ancora ben lontani da "standard" medi di vita paragonabili a quelli europei.
Diviene interessante a questo punto considerare una ragionevole previsione di mercato che potrebbe verificarsi in seguito ad un graduale elevamento del tenore di vita delle nostre masse, ai livelli europei attuali.
Supponiamo ad esempio che nel 1973 (fra una decina d'anni) l'Italia possa raggiungere le percentuali di spesa ed i livelli medi di reddito dell'area del MEC: ciò significa un raddoppio della percentuale e un raddoppio del reddito

(Il testo segue a pag. 319)

Il misuratore di campo VHF - UHF TES, mod. MC 661

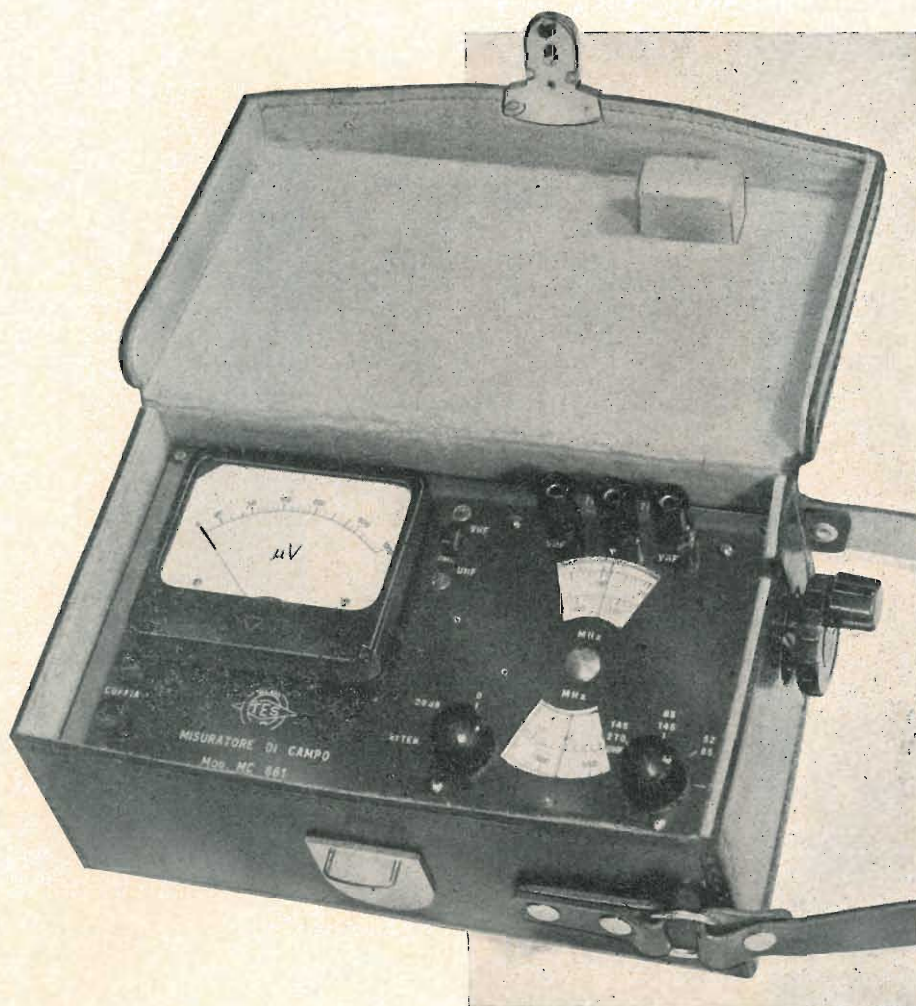



Fig. 1

DIMENSIONI RIDOTTE, completamente transistorizzato, elevata sensibilità. Queste sono le principali caratteristiche che fanno di questa realizzazione uno strumento di elevate prestazioni e di semplicissimo impiego.
È inutile dilungarci sulla necessità di un'efficiente messa a punto del sistema d'antenna di un televisore; molto è stato scritto su questo argomento e non vogliamo aggiungere altro. L'unica cosa che vogliamo porre all'attenzione degli installatori TV è che la clientela si fa di giorno in giorno sempre più esigente; occorre quindi, e prima di tutto nell'installazione dell'antenna, adottare tutti quegli accorgimenti tecnici che garantiscano sicuri risultati con la minore perdita di tempo.
L'utilità di un misuratore di campo nell'installazione dell'antenna è fuori discussione: non è infrequente il caso in cui in una determinata zona il segnale TV provenga in modo più intenso da una direzione completamente diversa da quella della stazione trasmittente. Come è noto questo fenomeno dipende esclusivamente dalla particolare conformazione della zona in cui è installato il ricevitore, dall'altezza dell'antenna, da eventuali ostacoli interposti tra antenna trasmittente ed antenna ricevente ecc. Sono pure note le difficoltà di orientamento di un'antenna in presenza di segnali riflessi; da queste considerazioni si deduce la necessità di eseguire l'installazione con l'aiuto di strumentazione adeguata.
Il misuratore di intensità di campo oltre ad essere impiegato nell'installazione di nuovi impianti, può estendere le sue prestazioni al controllo di impianti già esistenti ma di dubbia efficienza e può venire anche impiegato per controllare l'irradiazione dell'oscillatore locale dei televisori e dei ricevitori FM.
Quest'ultimo controllo, da qualche tempo introdotto sulle linee di collaudo da parte delle maggiori ditte costruttrici di apparecchi TV, è di grande importanza in quanto un ritorno sulla

linea di aereo del segnale RF generato dall'oscillatore di conversione, può causare non indifferenti disturbi ad altri apparecchi riceventi installati nello stesso caseggiato o nelle zone circonvicine. È intuitivo che questo inconveniente è molto più sentito in caso di impianti d'antenna centralizzati (alberghi, condomini, scuole ecc.).

1. - CARATTERISTICHE

Il misuratore di campo VHF-UHF mod. MC 661 costruito dalla TES, è realizzato in cofanetto di lamiera di ferro decappata, verniciata a fuoco in colore grigio e di ridotte dimensioni. Il pannello frontale, su cui sono posti i vari comandi, lo strumento indicatore e la scala di sintonia, è in alluminio verniciato in grigio perla, ossidato e stampato anodicamente. Lo strumento viene fornito, su richiesta, completo di borsa di cuoio con opportuna cinghietta per facilitarne il trasporto e l'uso. (fig. 1).
Il comando di sintonia, fortemente demoltiplicato e provvisto di ingranaggi opportunamente sezionati per la ripresa automatica del gioco, sporge dal lato destro del cofanetto ed è provvisto di manovella per lo spostamento rapido di frequenza.
Sul pannello frontale, da sinistra a destra e dall'alto in basso, sono visibili (fig. 1) i seguenti elementi:
strumento indicatore, con ampia scala e tarato direttamente in μV;
selettore VHF-UHF;
morsetti d'aereo;
boccole d'uscita segnale BF (cuffia);
comando dell'attenuatore d'ingresso;
scala di sintonia tarata direttamente in frequenza;
commutatore di gamma e comando di accensione strumento.
Sul retro del cofanetto è ricavato l'alloggiamento per la batteria di alimentazione.
Le caratteristiche elettriche sono le seguenti:
Campo di frequenza VHF: 52 $\div$ 85, 85 $\div$ 145, 145 $\div$ 270 MHz selezionabili tramite il commutatore di gamma.
Campo di frequenza UHF: 450 $\div$ 800 MHz (posizione 145 $\div$ 270 MHz del commutatore di gamma).
Impedenza d'ingresso: 75 Ω sbilanciati sia su VHF che su UHF.
Sensibilità: da 20 μV a 10.000 μV in due portate selezionabili tramite l'attenuatore d'ingresso (1.000 μV f.s. e 10.000 μV f.s.).
Errore max di frequenza: minore del $\pm$ 1%.
Linearità microvoltmetro: migliore di $\pm$ 3 dB in VHF; migliore di $\pm$ 6 dB in UHF.
Errore max. di taratura microvoltmetro: $\pm$ 1 dB.
Banda passante FI: 150 kHz.
Transistori a diodi impiegati: n° 5 transistori 2G140; n° 1 transistore AFZ12; n° 2 diodi 1N82A; n° 2 diodi 1G26; n° 1 diodo OA159.
Alimentazione: batteria da 4,5 V. Corrente erogata durante il funzionamento = 6 mA.
Dimensioni: 230 × 130 × 90 mm. (esclusa borsa di cuoio).
Peso: kg. 2,10 circa.
Internamente il circuito è stato realizzato in due unità distinte:
a) Gruppo di alta frequenza ed oscillatore locale in un unico blocco di costruzione solida e meccanicamente stabile. I collegamenti e le induttanze di

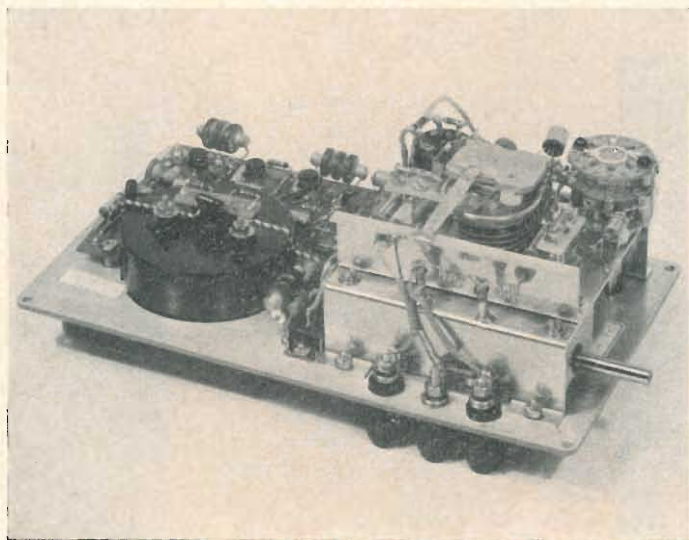



Fig. 2a

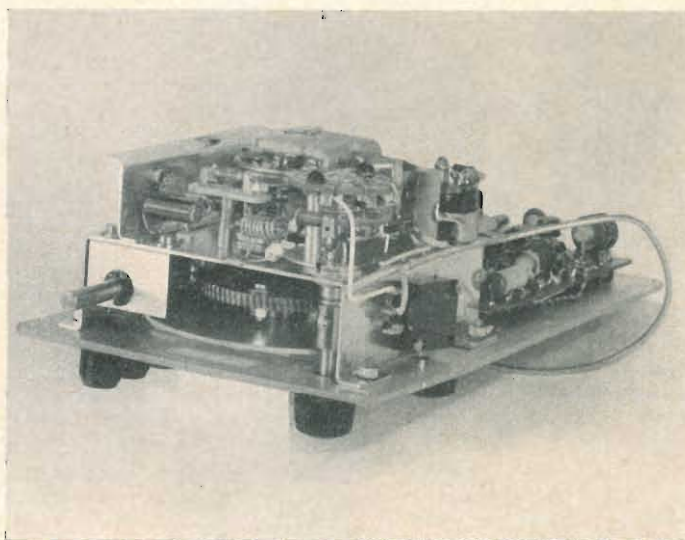



Fig. 2b

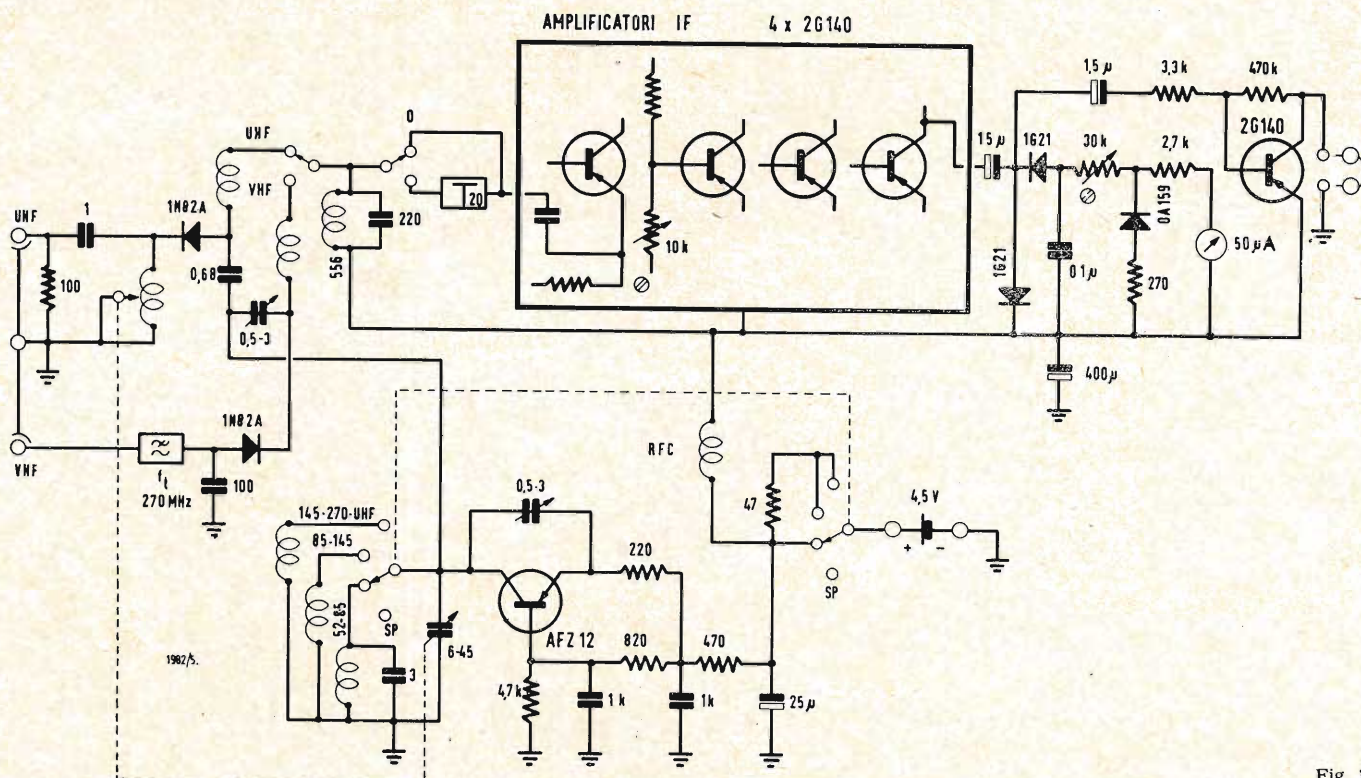



Fig. 3

questo gruppo sono interamente realizzati in filo e tubetto di rame fortemente argentato.

b) Gruppi IF e BF su basette di materiale isolante adatto per RF.

In tutto, come si può vedere dalla fig. 2, presenta ottime caratteristiche di solidità e compattezza; il montaggio è realizzato in modo semplice ed ordinato per il controllo e la manutenzione.

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Lo strumento è composto da 9 stadi così distribuiti: mescolatore UHF; mescolatore VHF, oscillatore locale, n° 4 amplificatori IF, rivelatore, amplificatore BF. (fig. 3).

Il circuito d'ingresso della gamma UHF è di tipo accordato. La sintonia viene effettuata tramite un'induttanza variabile comandata in passo con il condensatore variabile dell'oscillatore locale.

Questa induttanza è formata da mezza spira di tubetto di rame argentato sulla quale scorre un doppio cursore con adeguati contatti in argento. Il segnale d'ingresso viene inviato al diodo mescolatore 1N82A il cui circuito a RF è accordato sulla 3ª armonica del segnale dell'oscillatore locale.

L'ingresso VHF è a larga banda ed è costituito da un filtro passa basso con frequenza di taglio di 260 MHz. L'uscita del filtro viene inviata, unitamente al segnale dell'oscillatore locale, al secondo diodo mescolatore 1N82A.

Un commutatore predispone l'ingresso dello strumento per il funzionamento in VHF od in UHF.

Tra mixer e stadi IF è inseribile un attenuatore da 20 dB per il cambio del valore di fondo scala dello strumento indicatore. Con il comando dell'attenuatore in posizione 0, sullo strumento vengono indicati valori di tensione fino a 1.000 μV; con l'attenuatore in posizione 20 dB, valori di tensione fino a 10.000 μV.

Seguono quindi quattro stadi amplificatori di media frequenza a larga banda. La banda passante di questi stadi è di 150 kHz ed esattamente da 50 a 200 kHz; l'attenuazione di questi stadi è di 150 kHz ed esattamente da 50 a 200 kHz; l'attenuazione di questi stadi, ad 1 MHz, è di 30 dB. Sul circuito di base del secondo amplificatore di IF è inserito un potenziometro da 10 kΩ per la regolazione del guadagno degli stadi IF.

L'oscillatore locale è di tipo convenzionale ed il transistore AFZ12 è inserito in circuiti con base a massa. Il giusto punto di reazione si ottiene regolando un piccolo condensatore variabile inserito tra l'emettitore ed il collettore. Questo oscillatore presenta ottime caratteristiche di stabilità sia per quanto riguarda la frequenza sia

per quanto riguarda la tensione del segnale d'uscita. Quest'ultima caratteristica è di grande importanza agli effetti del rendimento in conversione; ricordiamo che la conversione è ottenuta tramite diodi i quali, come è noto, devono lavorare in un tratto ben definito della loro curva caratteristica.

I circuiti del rivelatore e dell'amplificatore di BF sono del tutto convenzionali. Un potenziometro da 30 kΩ, regolabile con cacciavite, serve per la taratura di fondo scala dello strumento.

All'uscita dello stadio amplificatore di BF può essere inserita una cuffia allo scopo di poter distinguere rapidamente il segnale audio ed il segnale video di un determinato canale TV.

3. - USO E MANUTENZIONE

Lo strumento descritto dà l'indicazione dell'effettivo valore di tensione a RF presente ai capi della discesa di aereo; dalla tensione, quindi, realmente disponibile per il funzionamento del televisore.

Occorre tener presente che la discesa deve essere collegata ai morsetti d'ingresso relativi alla gamma su cui l'antenna è accordata (VHF oppure UHF), e che il selettore di gamma deve essere opportunamente predisposto. Lo strumento, come si è visto precedentemente presenta ai suoi morsetti d'ingresso una impedenza caratteristica di 75 Ω sbilanciati; qualora sia necessario effettuare misure ai capi di discese bilanciate a 300 Ω, è necessario inserire tra discesa e strumento un adattatore d'impedenza 300-75 Ω adatto alla banda da misurare.

Fig. 4

Questi tipi di adattatori sono ormai da tempo disponibili sul mercato di parti staccate TV, comunque è possibile realizzare un semplicissimo adattatore resistivo pienamente rispondente allo scopo. Il circuito relativo è mostrato in fig. 4. I valori delle resistenze indicati sono stati scelti tra i normali in commercio; le impedenze presentate dai due lati del complesso sono molto vicine ai valori nominali richiesti e la loro differenza da questi ultimi non è tale da pregiudicare l'efficacia della misura.

È da tener presente che l'inserzione di questo adattatore provoca un'attenuazione di segnale circa uguale a 6 dB; è necessario quindi tener conto di questa attenuazione nella lettura della tensione sullo strumento.

Le operazioni per la messa in funzione e l'impiego dello strumento sono semplicissime ed intuitive:

Connettere l'antenna ai morsetti relativi alla gamma da ricevere e predisporre il selettore del circuito d'ingresso in modo opportuno (VHF oppure UHF).

Ruotare il commutatore di gamma dalla posizione di riposo (SP), sulla gamma desiderata; questa operazione accende automaticamente lo strumento in quanto l'interruttore di alimentazione è comandato dallo stesso commutatore.

Ruotare lentamente il comando di sintonia fino a sintonizzarsi sulla frequenza desiderata. In prossimità della sintonia con una stazione trasmittente, si noteranno due massimi, corrispondenti al battimento superiore ed inferiore del valore di media frequenza secondo la nota relazione: $F_{ingr.} = F_{osc.} \pm IF$. Nel caso che le due indicazioni non siano identiche, sintonizzarsi su quella che indica il maggior valore di tensione Se il segnale sotto il controllo supera il valore di 1.000 μV, ruotare il comando dell'attenuatore sulla posizione 20 dB.

In questa posizione la lettura effettuata sullo strumento deve essere moltiplicata per 10. Può capitare che in determinate zone, in funzione anche del tipo di antenna ricevente e dell'efficienza dell'impianto, il segnale ai capi della discesa sia superiore a 10.000 μV. In questo caso è necessario inserire tra discesa e strumento un opportuno attenuatore.

Durante la misura è consigliabile ascoltare in cuffia i segnali di sincronismo sulla portante video oppure il suono sulla portante audio, eliminando così ogni possibile equivoco.

È intuitivo che per l'esatto orientamento di una antenna è necessario ruotare l'antenna stessa fino a trovare il punto di massima tensione indicata dallo strumento.

Per controllare l'irradiazione dell'oscillatore locale del televisore è sufficiente collegare, dopo aver staccato la discesa d'aereo, i morsetti d'antenna del televisore con i morsetti d'ingresso dello strumento rispettando le masse e le impedenze caratteristiche, eventualmente inserendo l'adattatore d'impedenza come descritto precedentemente. Il segnale dell'oscillatore si troverà spostato, dal valore di frequenza del canale TV in prova, del valore della IF del televisore.

La manutenzione ordinaria si riduce al controllo della tensione di batteria, tensione che non deve essere inferiore a 4,2 V. con lo strumento in funzione. La batteria è bene sia sostituita dopo circa 100 ore di funzionamento intermittente; comunque in sede di prove l'apparato è rimasto in funzione in modo continuativo per più di 100 ore prima che la batteria raggiungesse il minimo di tensione ammesso. Le uniche precauzioni da osservare sono le seguenti: 1) ricordarsi di spegnere l'apparecchio dopo l'uso per evitare di riporlo con l'alimentazione inserita; 2) non lasciare nello strumento la batteria quando è scarica; 3) controllare ogni tanto che, con strumento spento, l'indice dello strumento indicatore sia perfettamente azzerato.

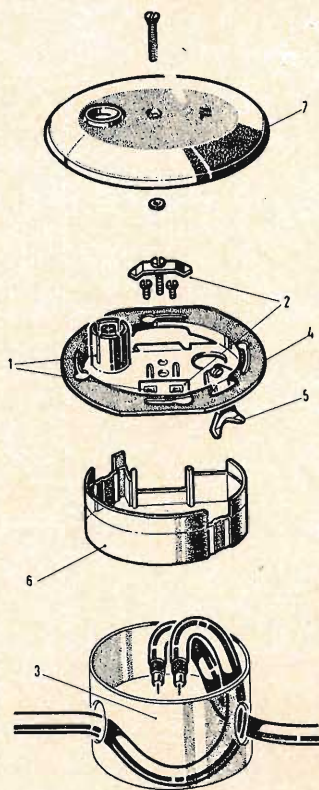
A

La Marconi Instruments, St. Albans, Inghilterra, annunzia un nuovo oscilloscopio per misure di precisione da laboratorio, Tipo TF 2200, per l'esame di forme d'onda complesse. Ha una larghezza di banda da c.c. a 35 MHz con una sensibilità di 50 mV/cm, senza amplificatori a constanti distribuite. Tre preamplificatori del tipo a innesto, con traccia singola, doppia traccia e differenziale TV permettono di adattare il circuito d'ingresso dell'asse *Y* a pressocché ogni possibile esigenza.
Altre caratteristiche dello strumento sono: tempo di salita di 12 mμsec. con meno di 1 % overshoot; velocità di scrittura di 10μsec/cm; ritardi di spazzolamento da meno di 1 μsec. a 5 sec. per l'esame dettagliato di forme d'onde o selezione di linee; roll-off di frequenza a due posizioni; comandi di sgancio semplificati.
Sono previsti due metodi per la misura di tempi e di tensione. Un segnale interno di calibrazione permette di fissare gli amplificatori degli assi *X* e *Y* con riferimento a un reticolo con maglie di 1 cm²; la precisione di questo metodo e del ±3 %. In alternativa, si può servire di potenziometri calibrati per spostare la traccia rispetto a un punto di riferimento; questo metodo (il metodo per compensazione) riduce l'errore al ± 2 %.
Il tubo a raggi catodici ha una traccia di 5 cm ed ha di norma il fosforo P2 (verde). Tubi a persistenza lunga possono adoperarsi per trarre vantaggio della scansione molto lenta disponibile. Lo schermo del tubo ha un diametro di 5 pollici. Viene usato un potenziale post-acceleratore di 10 kV.
È previsto l'uso di sonde, macchine fotografiche e reticoli speciali. Tutti i comandi, accessibili sul pannello frontale, sono colorati e facilmente identificabili; l'uso dello strumento ne è molto facilitato. Con la sola eccezione dei preamplificatori a innesto e delle sonde, la scelta del modo di funzionamento dello strumento comporta soltanto la manovra di interruttori senza la necessità di collegamenti esterni.

Un nuovo ciclotrone per l'Istituto di Scienze Fisiche dell'Università di Milano

All'Istituto di scienze fisiche dell'Università di Milano è in avanzata costruzione un ciclotrone di nuovo tipo a campo azimutalmente variabile. Il progetto è stato iniziato nel settembre del 1960, con il contributo finanziario di vari Enti (tra i quali il C.N.R.), e il completamento della costruzione è previsto per la fine del 1963.
Questo ciclotrone, unico nel suo genere in Italia e tra i primi d'Europa, accelererà protoni all'energia di 45 MeV: cioè ad un'energia circa doppia di quella possibile con i ciclotroni tradizionali. L'aumento dell'energia non va però con questo tipo di macchina a scapito dell'intensità del fascio accelerato; anzi, sono possibili correnti di ioni di intensità mai prima raggiunta all'energia di alcune decine di MeV. Il limite dell'intensità è posto essenzialmente dalla potenza del generatore a radiofrequenza che fornisce la tensione ai « *D* » del ciclotrone.
Il campo di impiego di questa macchina è assai vasto, poichè essa conserva tutte le qualità tradizionali del ciclotrone, aggiungendovi la possibilità di raggiungere energie superiori. Si potranno quindi eseguire ricerche avanzate di fisica e di chimica nucleare; si potranno produrre isotopi (in particolare quelli non ottenibili con i reattori nucleari); e in generale si potranno effettuare in diversi campi di scienza pura e applicata studi che richiedano irraggiamenti o attivazioni.
Il ciclotrone di Milano viene fabbricato interamente dall'industria italiana, su progetto di ricercatori dell'Università di Milano e dell'Istituto nazionale di fisica nucleare. Le caratteristiche della macchina riportate qui di seguito sono riferite ove del caso a protoni da 45 MeV; ma la macchina potrà essere adattata ad accelerare anche ioni più pesanti a diverse energie.
Tabella delle principali caratteristiche:
Dimensioni mantello magnetico: 422 × 265 × 320 (*h*) cm³; Diametro espansione polare: 166 cm; Traferro: min. & max. 11 & 42 cm; Peso: ferro & rame 182 & 28 tonn.; Amperspire: 420.000; Potenza assorbita dal magnete: 75 kW; Geometria dei settori: 3 coppie, 60°, diritti; Campo medio (max.): 1.41 Wb/m²; Crescita del campo col raggio: 5 %; Fattore di flutter al raggio di 70 cm: 0.120; Potenza d'uscita del generatore RF: 120 kW; Tensione di picco sul *D* (max.): 100 kV; Frequenza di risonanza: 20.285 MHz; Lunghezza del risonatore: Quarto d'onda, con corto circuito mobil.
Attualmente l'elettromagnete e il generatore a radiofrequenza sono in montaggio nei nuovi laboratori appositamente allestiti sul terreno dell'Istituto fisico milanese. (*i.s.*)

Apparecchi radio per paesi sottosviluppati

Due esperti nel campo delle comunicazioni appartenenti alle Nazioni Unite intraprenderanno nel 1963 un viaggio nel sud-est asiatico per studiare, in sei diversi paesi, le possibilità di fabbricazione di apparecchi radio riceventi di tipo economico ideati in particolare per i paesi in via di sviluppo. Ci si propone di produrre circa 400 milioni di questi apparecchi, da vendere ad un prezzo più vicino a 5 che a 10 dollari, nelle zone economicamente meno progredite del mondo.
Le caratteristiche di questo radioricevitore economico sono state stabilite dal Comitato Internazionale Consultivo per la Radio dell'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (ITU). La missione in Estremo Oriente verrà effettuata dall'ECOSOC con l'assistenza finanziaria della Commissione Economica delle Nazioni Unite per l'Asia e l'Estremo Oriente (ECAFE).
Il Comitato Consultivo dell'ITU ha fissato le caratteristiche per due tipi di apparecchi, alimentati da batterie, l'uno per ascolto individuale, l'altro per ascolto in gruppo. Se i paesi poco sviluppati assorbissero un apparecchio per ogni cinque persone — e cioè approssimativamente un apparecchio per famiglia — si potrebbero vendere circa 400 milioni di questi nuovi radioricevitori.
I piani relativi alla produzione dei radioricevitori sono stati illustrati da un rappresentante dell'ECOSOC in una speciale sessione della Conferenza delle Nazioni Unite per l'applicazione della Scienza e della Tecnologia a beneficio dei paesi sottosviluppati, svoltasi a Ginevra nel febbraio scorso. Egli ha spiegato che, per raggiungere in Africa l'obiettivo di un apparecchio ogni cinque persone, dato che attualmente ve ne sono 5.500.000, ne occorreranno altri 45.500.000; in Asia (eccezion fatta per il Giappone) ove sono in uso attualmente 15.000.000 di radioricevitori, ne occorreranno altri 333.000.000; nell'America Latina, ove si contano oggi 20.000.000 di radioricevitori, ne occorreranno altri 22.000.000. Edward W. Allen jr., ingegnere capo della Commissione Federale per le Comunicazioni (Stati Uniti) ha accennato alle proposte che i paesi in via di sviluppo industriale producano essi stessi questi apparecchi onde evitare gli alti costi di produzione dei paesi industrialmente sviluppati. Egli ha approvato questa idea sottolineando però le difficoltà derivanti dalla mancanza di esperienza tecnica e dal fatto che occorre talvolta far ricorso a sistemi di lavorazione e dispositivi coperti da brevetti internazionali. In molti casi, sarà necessario che le nuove industrie si consocino con società dello stesso settore per acquisire le conoscenze tecnico-industriali necessarie. (*u.s.*)

Prese coassiali per installazioni singole e collettive

I laboratori della Elettronica Professionale (ELPRO) di Milano hanno preparato, dopo minuzioso studio, una nuova serie di prese coassiali da incasso per installazioni singole e collettive — sia TV che RD+TV.
In sede di installazione i risultati pratici hanno pienamente confermato l'impostazione tecnologica di questa presa. Una politica di produzione in quantità rilevante permette un prezzo unitario sensibilmente inferiore a quello praticato dalla concorrenza più qualificata.
Di particolare interesse risultano queste caratteristiche.
1) Bocchettone coassiale e morsetto del polo caldo del cavo, dorati; data la mancanza di ossidazione delle parti elettriche della presa, si ha la garanzia praticamente illimitata contro qualsiasi genere di corrosione, specie marina e industriale.
2) Morsetti asimmetrici rispetto al cavallotto, in modo da fissare i due conduttori interni a pressione, col semplice inserimento in linea retta del cavo.
3) Ridotto ingombro in profondità, che lasciando un maggior volume libero facilita l'installazione.
4) Fondello in ferro ramato e stagnato, resistente oltre cinque volte la prova salina rispetto altre protezioni galvaniche.
5) Robustissimo bloccaggio della presa nella scatola incassata.
6) Protezione in plastico flessibile racchiudente i componenti elettrici.
7) Elegante coperchio con scritte indicative del bocchettone corrispondente.
(*n.i.*)

Grande mostra di ricevitori da viaggio e per auto

Alla Mostra della Radio 1963 (dal 30 agosto all'8 settembre) in Berlino saranno presentati radioricevitori per auto, viaggio e tascabili in numero particolarmente grande. Questa classe di ricevitori ha preso uno sviluppo considerevole, infatti ha raggiunto nel 1962 quasi esattamente la metà dell'intera produzione radio tedesca, che è stata in totale di 4,2 milioni di pezzi. Accanto alle autoradio da incorporare stabilmente, che nella Germania occidentale sono state fabbricate da cinque case, si sono assicurati un buon posto, i così detti autocofanetti. Si comprendono qui i ricevitori più grossi da viaggio, che si possono usare come i rimanenti ricevitori portatili, oppure si introducono in uno speciale contenitore nelle vetture grosse, dove poi vengono alimentati dalla batteria di avviamento.
L'offerta di speciali ricevitori per « Musica da portare con sè » è straordinariamente ricca; dai piccolissimi apparecchi tascabili, fino ai radio ricevitori in mobile di notevole potenza con molte gamme di onde corte, ce n'è per soddisfare qualunque desiderio. (*a.n.*)

Interessante mostra generale dell'Industria tedesca del disco

La metà della grande galleria XII (Berlino) di oltre 7.500 m², nella zona fieristica berlinese, sarà trasformata durante la Mostra della Radio 1963 (30 agosto ÷ 8 settembre) dall'Industria del disco tedesco in una « città del disco » architettonicamente costruita con eleganza e finezza.
Di seguito all'Ufficio Informazioni sempre provvisto di personale, all'entrata, l'intera parte centrale del gigantesco atrio è occupata da nove gruppi singolarmente attrezzati, suddivisi ognuno in determinate categorie:
1) Chiosco, documentazione e biblioteca di acustica; 2) Sala di musica; 3) Musica antica; 4) Opere; 5) Operette; 6) Musica popolare e per strumenti a fiato, musica patriottica, da ballo e per trattenimenti; 7) Musica per strumenti a percussione; 8) Musica jazz; 9) Musica per bambini.
Qui si possono udire tutti i dischi corrispondenti in ambienti acusticamente preparati.
Alle pareti della sala le ditte fabbricanti dischi allineeranno le cabine di intrattenimento e di colloquio, per ricevere gli amici che desiderano passare ordini di acquisto dischi. (*a.n.*)

Presentata la GE-215 Nuova calcolatrice di tipo medio

Una nuova calcolatrice di tipo medio suscettibile di applicazioni diverse e che consente a piccole e medie imprese, banche e industrie, la elaborazione elettronica di dati con costi iniziali minimi, è stata recentemente presentata dalla General Electric.
Il nuovo apparecchio, denominato GE-215, il secondo nella famiglia delle calcolatrici della General Electric, può venir utilizzato con i sistemi di programmazione usati dalla più potente calcolatrice GE-225, dato che esistono programmi per un passaggio semplificato dai sistemi di scheda perforata/tabulatore al GE-215.
La nuova calcolatrice ha una memoria magnetica di 4000-8000 parole: tempo di istruzione 35,6 microsecondi.
Gli accessori periferici che possono venir usati col GE-215 comprendono una memoria globale di 18 milioni di caratteri, 8 dispositivi per nastri magnetici, un dispositivo per documenti MICR, una lettrice di schede, una perforatrice, una macchina scrivente, un sistema di nastri ed il nuovo combinatore per comunicazioni di dati della General Electric, il Datanet 15. (*g. r.*)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Un viscosimetro elettronico Bendix

La misura della viscosità non è certamente una cosa nuova; sono infatti numerosi i tipi di viscosimetri finora impiegati. La loro costituzione però non aveva finora permesso di pensare ad un loro impiego al di fuori del laboratorio. Una volta ancora si sono dovuti attendere i progressi offerti dall'elettronica per potere passare dallo stadio di laboratorio a quello più delicato delle misure industriali e riuscire a misurare, registrare e controllare in modo continuo una grandezza fisica come la viscosità, che è veramente molto importante per la conoscenza di molte sostanze delle quali si desideri valutare la velocità di scorrimento, lo spessore dei film, la finezza della polverizzazione, ecc. La misura della viscosità permette inoltre in molti casi di controllare lo stato chimico di una sostanza con una precisione molto superiore a quella dell'analisi. Si può quindi immaginare quale interesse possano presentare i metodi che permettono la misura della viscosità su scala industriale. In questo articolo ci proponiamo perciò di esaminare uno dei più recenti di questi metodi.

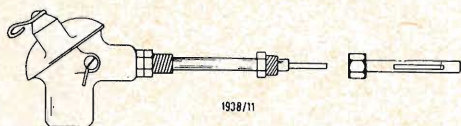



Fig. 1 - Vista in sezione di una sonda di misura per tubazioni.

Fig. 2 - Montaggio di una sonda in una condotta.

1. - TECNICA DELLA MISURA

Il metodo utilizzato nel viscosimetro « Ultra Viscoson » (1) merita una certa attenzione perchè esso si basa su un fenomeno ben noto ai tecnici: la magnetostrizione, fenomeno che è impiegato anche nei rivelatori del fondo sottomarino e nei generatori industriali di ultrasuoni.

Il viscosimetro propriamente detto è composto da due elementi: la sonda e l'indicatore elettronico. La sonda è l'elemento trasduttore del viscosimetro. Essa è composta essenzialmente da una barretta magnetostrittiva eccitata longitudinalmente con degli impulsi provenienti dall'indicatore elettronico ed applicati ad una bobina che avvolge la barretta per metà della sua lunghezza. Per effetto degli impulsi la barretta entra in vibrazione longitudinalmente. L'ampiezza delle oscillazioni sarà funzione della viscosità del liquido da esaminare, nel quale viene immersa la sonda. In pratica la viscosità viene determinata in base alla potenza che occorre applicare alla sonda per mantenere costante l'ampiezza delle oscillazioni.

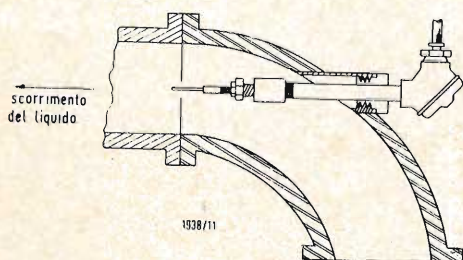
La relazione esistente fra lo smorzamento provocato dal liquido e la viscosità è del resto stabilita in modo continuo ed automatico dall'indicatore elettronico che la traduce in una tensione continua applicata ad un galvanometro graduato direttamente in « centipoise × g/cm² »; questa tensione può essere naturalmente applicata anche ad un apparecchio registratore o ad un sistema di controllo.

Si deve notare che il viscosimetro composto dalla sonda e dall'indicatore elettronico misura in effetti il prodotto fra la viscosità del liquido e la sua densità. Poichè però si può ammettere che la densità di una sostanza non vari in modo sensibile in funzione della viscosità — ammesso che questa rimanga entro dei limiti specificati — è legittimo considerare costante la densità e quindi il problema si semplifica.

2. - RELAZIONE, INSTALLAZIONE ED UTILIZZAZIONE DELLE SONDE

Le sonde sono costruite a perfetta tenuta e possono resistere alla corrosione, alle temperature elevate ed alle pressioni alle quali possono essere sottoposte. L'elemento sensibile propriamente detto è una lama metallica, una metà dalla quale è costituita da materiale magnetostrittivo e l'altra metà, quella in contatto con il liquido, è invece in acciaio inossidabile (fig. 1). Questa lama è fissata nel suo punto di mezzo ad un diaframma che costituisce l'estremità del corpo delle sonda.

L'elemento sensibile ha la forma di una lama lunga 50 mm ed avente una sezione di 0,2 × 3,2 mm, nei tipi « standard » ed « alta sensibilità », e di 1,6 × 3,2 mm nei tipi « alta viscosità ».

Il corpo della sonda può assumere forme diverse in funzione dell'impiego in laboratorio od industriale e del mon-

(1) Viene costruito in Francia su licenza della Bendix Corporation (USA) dalla ditta Jobin-Yvon, Rue Berthollet, Arcueil (Seine).

Rielaborato da *Electronique Industrielle*, gennaio 1963, pag. 3.

taggio in serbatoi o condotte. Esso forma in ogni caso un corpo assolutamente ermetico che può essere utilizzato in una gamma di temperature variabile da — 120 °C a + 350 °C e con delle pressioni comprese fra — 1 e + 50 kg/cm². La sonda è quindi idonea ad essere impiegata anche nelle condizioni più difficili.

Normalmente la sonda deve essere disposta in modo da essere immersa completamente ed in modo permanente nel liquido da misurare. È inoltre bene piazzarla in un punto nel quale lo scorrimento del liquido sia laminare, è infine preferibile che essa sia orientata in modo che il liquido scorra parallelamente al suo asse verso la sua estremità.

Bisogna poi fare in modo che il liquido colpisca la lama di taglio. Tutte queste precauzioni hanno lo scopo di ridurre le sollecitazioni applicate alla lama e di evitare dei grandi sforzi trasversali, soprattutto nel caso del montaggio della sonda in una condotta (fig. 2). La fig. 3 rappresenta invece lo schema di montaggio in un serbatoio. Per quanto riguarda la quantità minima di liquido necessaria per la misura si ha un valore di 2 cm³, cioè una quantità veramente piccola. Per questo caso particolare è stato del resto ideato un tubo di prova speciale. Si noti poi che non esiste un valore massimo per la quantità: per la misura è sufficiente una altezza del liquido di 60 mm, le misure possono essere eseguite in condotte o serbatoi di forma e dimensioni qualsiasi, grazie alla grande varietà di tipi e dimensioni delle sonde realizzabili.

Le piccole particelle solide in sospensione nel liquido non hanno molta influenza nella misura della viscosità ammesso che esse siano presenti in quantità minime. In assenza di agitazione del liquido si potrebbe tuttavia notare una indicazione anormalmente elevata dovuta alla tendenza che hanno le particelle a portarsi sulla superficie di separazione fra lama e liquido. L'apparecchio può quindi essere usato anche per misurare la tensioattività delle soluzioni colloidali. Se la proporzione delle particelle solide è grande si può determinare questa proporzione attraverso la lettura.

Fig. 3 - Montaggio di una sonda in un serbatoio.

3. - DESCRIZIONE E CARATTERISTICHE DELL'INDICATORE ELETTRONICO

Abbiamo visto prima che un complesso di misura della viscosità è formato da due elementi: la sonda e l'indicatore elettronico che rappresenta il componente principale dell'apparecchio. Infatti tale apparecchio deve inviare gli impulsi di eccitazione alla sonda e misurare ed interpretare le informazioni che ritornano da quest'ultima. Le informazioni possono alla fine essere lette nel quadrante del galvanometro di controllo.

Lo schema di principio di un tale apparecchio è riportato nella fig. 4. Esso permette di mantenere costante — grazie al suo circuito di reazione — l'ampiezza delle oscillazioni della barretta magnetostrittiva contenuta nella sonda, qualunque sia la viscosità della sostanza misurata. Non occorre dire che in tali condizioni la potenza fornita alla sonda può variare entro larghi limiti; è questa variazione di potenza che, trasformata in corrente continua, viene applicata al galvanometro di lettura.

Gli impulsi necessari per l'eccitazione della sonda vengono generati da un thyratron; la loro durata è dell'ordine dei 100 μsec; la frequenza è variabile.

Questi impulsi — la cui ampiezza è regolata dal circuito di reazione — vengono applicati alla bobina che si trova nel corpo della sonda di misura. Per effetto degli impulsi che percorrono la bobina, la barretta viene sottoposta a delle vibrazioni longitudinali la cui ampiezza rimane tuttavia inferiore a 0,5 μ. Queste oscillazioni vengono smorzate più o meno dalle viscosità della sostanza esaminata e la loro ampiezza diminuisce esponenzialmente.

Questi segnali amplificati, raddrizzati e ripresi dal circuito di reazione vengono riapplicati al generatore di impulsi sotto forma di una tensione continua che regola automaticamente la frequenza fornita dal generatore, in modo da mantenere costante la vibrazione della barretta magnetostrittiva, qualunque sia la viscosità della sostanza misurata.

Si deve far notare che il tempo necessario per la misura della viscosità di un liquido dipende unicamente dalla co-

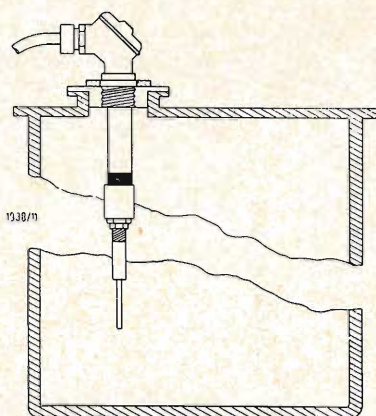
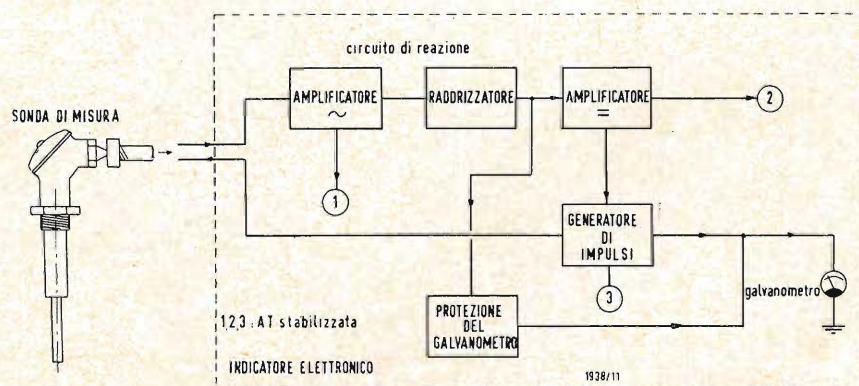



Fig. 4 - Schema a blocchi del viscosimetro elettronico.

Fig. 5 - Curva viscosità-tempo di una pellicola in resina termoindurente.

stante di tempo del galvanometro, esso è quindi inferiore ad 1 secondo.

L'indicatore elettronico quando viene utilizzato con una sola sonda costituisce un complesso monocanale, e rappresenta l'insieme più semplice che si possa immaginare. Esso può però far parte anche di complessi più grandi comprendenti più sonde, chiamati complessi pluricanali. Tali complessi comprendono normalmente un indicatore elettronico associato a un commutatore e ad un registratore che permette di tracciare le curve viscosità-tempo oppure viscosità-temperatura (vedi fig. 5).

Il commutatore comprende i diversi organi che permettono il collegamento successivo delle varie sonde e la scelta del fattore di moltiplicazione della lettura, adatto per ciascun canale di misura. Con tale sistema è quindi possibile misurare con lo stesso complesso delle viscosità anche molto diverse (vedi fig. 6).

In ogni caso la precisione della misura è dell'ordine del ± 2% del valore di fondo scala.

4. - COMPENSAZIONE AUTOMATICA DELLA TEMPERATURA

Poichè la viscosità varia in ragione inversa della temperatura, cioè decresce all'aumentare della temperatura, è necessario, se si vuole regolare la viscosità di un liquido ad una determinata temperatura, fare ricorso ad una compensazione automatica della temperatura. Tale compensazione si può per esempio ottenere con lo schema della fig. 7.

La temperatura potrà variare in più o in meno rispetto ad un certo valore nominale; il dispositivo di compensazione correggerà allora le indicazioni del viscosimetro e permetterà la registrazione o la regolazione della viscosità che il liquido avrebbe se si trovasse alla temperatura nominale. Normalmente la compensazione si effettua rispetto ad una temperatura di riferimento uguale alla temperatura media dell'impianto di lavorazione.

Per esempio un prodotto che avesse una viscosità che varia del 5% per ogni grado e che potesse avere delle variazioni di temperatura di ± 10 °C presenterebbe, solo per questo fatto, delle variazioni di viscosità del 100%, che maschererebbero completamente le variazioni di viscosità dovute alle variazioni di caratteristiche del prodotto. Con il compensatore automatico della temperatura si riesce a compensare quasi esattamente questi scarti e ad ottenere una precisione di ± 1%, che corrisponde ad una stabilizzazione della temperatura di 0,2 °C.

Ritornando allo schema della fig. 7 si può vedere che il compensatore riceve attraverso l'indicatore elettronico, il

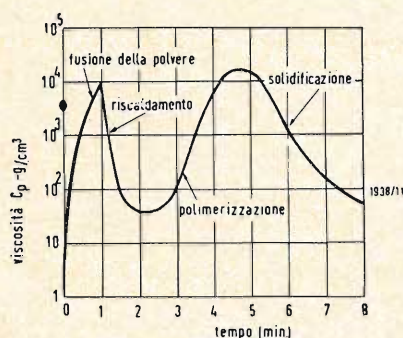
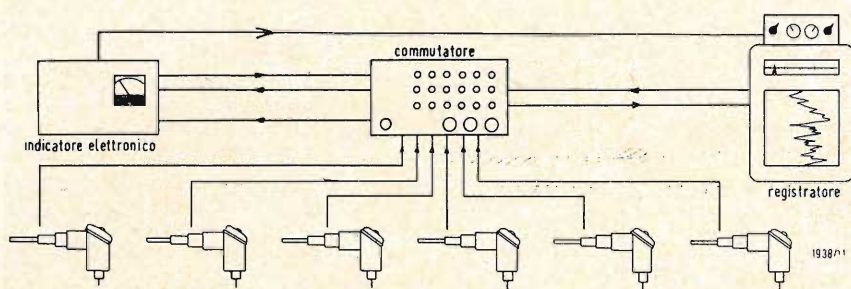



Fig. 6 - Schema di un complesso di misura pluricanale.

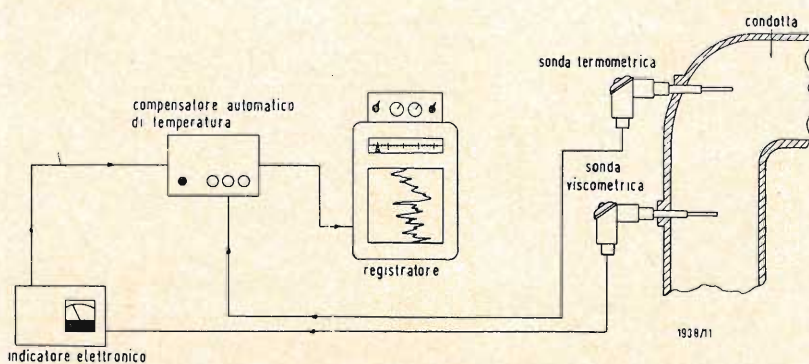



Fig. 7 - Schema a blocchi di un compensatore automatico di temperatura.

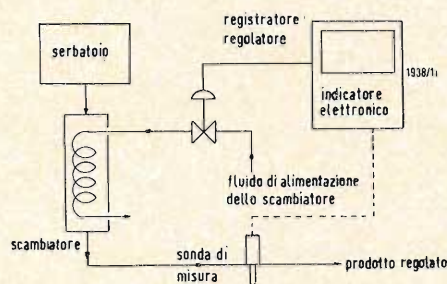



Fig. 8 - Circuito per la regolazione della viscosità mediante variazione della temperatura.

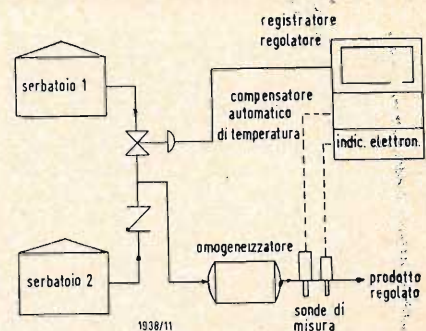



Fig. 9 - Circuito per la regolazione della viscosità (con compensazione della temperatura) mediante variazione delle proporzioni di una miscela.

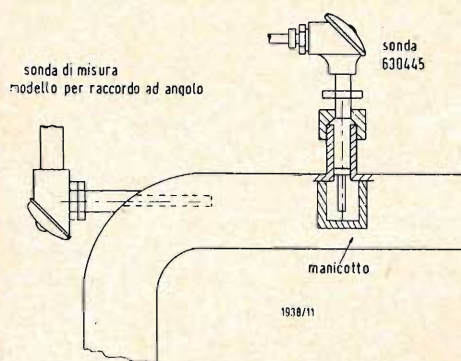



Fig. 10 - Montaggio delle sonde di un « Visco-Comparatore ».

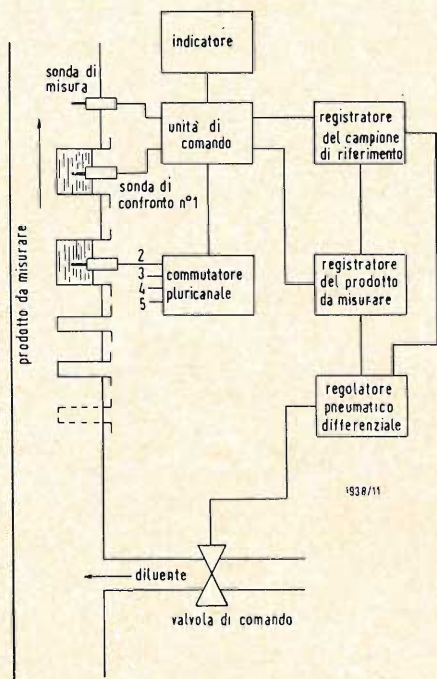
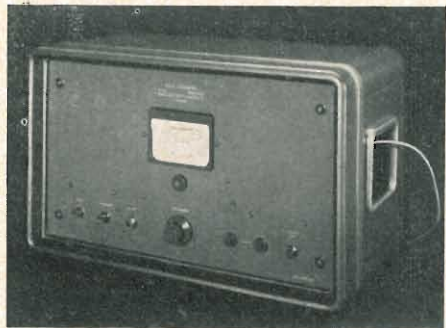



Fig. 11 - Schema a blocchi di un « Visco-Comparatore ».

segnale emesso dalla sonda viscosimetrica che rappresenta la viscosità non corretta. In base alle informazioni ricevute da una sonda termometrica posta in vicinanza della sonda precedente il compensatore elabora un segnale di compensazione; tale segnale, che rappresenta la viscosità corretta, viene poi applicato ad un registratore.
Il compensatore comprende un amplificatore magnetico che deve essere collegato con un circuito di utilizzazione a impedenza elevata, per esempio un potenziometro elettronico.
Si deve notare che il compensatore può far parte anche di complessi registratori o regolatori pluricanali, che i diversi prodotti misurati possono avere delle differenti pendenze della curva viscosità-temperatura e che la misura si può effettuare rispetto a qualsiasi temperatura di riferimento.
Al viscosimetro elettronico possono essere aggiunti anche degli apparecchi registratori-regolatori ad azione proporzionale, derivata, od integrale (con o senza compensazione della temperatura). Si possono così realizzare dei complessi che permettono di regolare la viscosità di un prodotto in modo più preciso e più sicuro di quanto non si possa fare manualmente.
È così, per esempio, che si può modificare la viscosità di un prodotto variando la sua temperatura (fig. 8) o variando le proporzioni di una miscela, oppure modificando i parametri che agiscono sulle qualità del prodotto finito.
Molte operazioni industriali possono perciò essere automatizzate. Si pensi per esempio alla produzione di un olio di viscosità determinata a partire da due oli differenti o al mantenimento di una viscosità costante nelle vernici, nelle colle, negli inchiostri.

5. - CAMPO DI UTILIZZAZIONE

È evidente che il viscosimetro elettronico ha un campo di applicazione molto vasto, esso può essere utilizzato con successo sia in laboratorio sia in applicazioni industriali, in particolare nella condotta di operazioni che finora erano state controllate per mezzo di altre grandezze fisiche, meno rappresentative dello stato del prodotto.
Il grande interesse per il viscosimetro elettronico sta nel fatto che esso può essere utilizzato, in modo continuo ed a distanza, per la misura, la registrazione e le regolazione della viscosità di prodotti molto diversi:
— i polimeri come il polistirolo, il polietilene, le resine, i poliesteri, ecc.;
— i liquidi newtoniani come gli olii vegetali, gli olii lubrificanti, gli sciroppi, i bitumi;
— i liquidi non newtoniani come le vernici, le paste, gli inchiostri, gli adesivi, le gelatine, i prodotti alimentari.
Si deve ricordare inoltre che il viscosimetro elettronico si presta particolarmente bene alla misura o alla regolazione diretta e continua della viscosità, per confronto del liquido in esame con un campione di liquido di caratteristiche ben determinate. Per effettuare tale misura si pone il campione in un manicotto chiuso che si inserisce nella condotta del liquido da controllare (fig. 10), il campione si trova così alla stessa temperatura di quest'ultimo.
Questo sistema viene designato con il nome di « Viscocomparatore ». Esso è composto da un indicatore elettronico, una unità di comando, due sonde e da un registratore (nel caso in cui si misuri un solo prodotto).
Quando si desidera ottenere la regolazione (sempre per un solo prodotto) si deve adottare la disposizione indicata nella fig. 11.
In pratica quando la temperatura varia, le indicazioni provenienti dalle due sonde variano nello stesso senso e nella stessa misura e non viene quindi influenzato il regolatore pneumatico che agisce sulla valvola che regola l'afflusso del diluente.
Nel caso della regolazione di più prodotti è necessario solamente aggiungere un commutatore ed una coppia di sonde per ogni prodotto da controllare.

Il nuovo generatore di rumore MARCONI Tipo TF1301 è costruito per misurare fattori di rumore compresi fra i 0 a 20 dB in impianti di comunicazione funzionanti sulla banda da 200 a 1700 Hz. La potenza del rumore all'uscita di un impianto in esame viene riportata su di un indicatore esterno con un rivelatore quadratico.
Variazioni di frequenza, tensione di rete e temperatura ambiente non provocano variazioni della potenza d'uscita del rumore superiori ai ± 0,2 dB.

Un nuovo complesso comandi per veicoli spaziali

Un complesso comandi elettronico in miniatura (MCU) che pesa solo poco più di tre chili ed è in grado di immagazzinare fino a 100 comandi separati per il satellite o l'astronave che lo portano a bordo, è stato messo a punto dalla GENERAL ELECTRIC.
Dopo aver ricevuto le istruzioni a terra prima del lancio, tale apparecchiatura può mettere in azione o staccare, in determinati momenti, le camere televisive, i getti gassosi di controllo, gli apparecchi per la trasmissione dei dati a distanza e altri dispositivi facenti parte della attrezzatura di bordo inoltre, può ricevere da terra, via radio, delle nuove sequenze di comandi, o il segnale di inizio di fuoriuscita dall'orbita. può trasmettere i comandi immediatamente o può immagazzinarli per giorni e giorni. Si tratta di un tipo di apparecchiatura elettronica che dovrebbe facilitare notevolmente il comando dei veicoli spaziali, e che inoltre, pur presentando un'elevata resistenza alle sollecitazioni in fase di lancio, non modifica negativamente né l'affidabilità né il peso del carico utile del veicolo.

(*g. r.*)

Un calcolatore elettronico del peso di 8 kg per impieghi aerospaziali

La REMINGTON RAND UNIVAC ha annunciato la realizzazione del nuovo « Univac Microtonic Aerospace Computer Model 1824 », calcolatore destinato agli impieghi aerospaziali, che è stato definito il « biggest little computer ». Esso, infatti, misura 39 centimetri quadrati ed è alto 18 centimetri. Pesa meno di 8 chili e richiede soltanto 53 watt di energia elettrica. Nonostante le sue ridotte dimensioni, l'Univac 1824 in un solo secondo esegue 125.000 addizioni o sottrazioni, moltiplica 30.000 volte, divide 15.000 volte oppure estrae 8.000 radici quadrate. Questo calcolatore si avvale di due avanzatissimi ritrovati tecnici: la memoria pellicolare e il circuito integrato semiconduttore (microtronico). Si compone di 4 sezioni fondamentali: il calcolatore centrale, la memoria, la alimentazione elettrica e la selezione entrata/uscita. Nel suo modello normale, può guidare e controllare a bordo mezzi spaziali, satelliti, missili balistici ed aerei supersonici. Con l'aggiunta di moduli di memoria può essere applicato all'elaborazione dei dati o all'identificazione di missili ed aerei.

(*i.*s.)

Le radio interferenze prodotte da apparecchi industriali e medicali in varie condizioni di lavoro

Il prof. E. Paolini, Direttore del Gabinetto di teoria e tecnica dell'Istituto universitario navale di Napoli, ha in corso, con il contributo finanziario del Consiglio Nazionale delle Ricerche, una indagine sulla correlazione tra le radio interferenze prodotte da apparecchi industriali e medicali in varie condizioni di lavoro.
Lo scopo della ricerca è di conoscere la distribuzione statistica dei campi elettrici perturbatori generati da apparecchi industriali, scientifici e medicali posti in diverse condizioni di lavoro. Tali campi perturbatori producono interferenze alla ricezione audio e video sia di diffusione radio circolare, sia, e sovratutto, per telecomunicazioni professionali, di comando o di controllo,
Le misure dei campi disturbatori, rilevati nella banda 0,5-500 MHz in locale chiuso e all'aperto, a varie distanze, ed in varie condizioni di lavoro del disturbatore, devono essere corredate tra di loro e con la sensazione dell'effettiva interferenza ascoltata o vista nel ricevitore dell'apparecchio di comunicazione. La finalità del lavoro è quella di determinare i limiti da fissare a mezzo di norme per i vari tipi di disturbatori, misurati con modalità determinate o comunque correlazionate in modo da stabilire. Tali limiti dovranno risultare da un ragionevole compromesso tra la protezione alle radiocomunicazioni che sarebbe desiderabile ottenere e la pratica ed economica realizzabilità, per i vari tipi di perturbatori, della riduzione delle interferenze generate.
Il lavoro è stato sollecitato in sede internazionale dall'organismo che si occupa della normalizzazione dei metodi di misura e dei limiti da imporre per le varie classi di radioperturbatori (C.I.S.P.R.), a tutti i Paesi che hanno contribuito con la presentazione di statistiche di rilievi sperimentali.
Il lavoro, svolto sotto l'egida e nell'interesse del Comitato Elettrotecnico Italiano (C.E.I.) che è il corrispondente nazionale del C.I.S.P.R., è attualmente in corso e si prevede che potrà essere terminato entro il 1964, pur presentando man mano i risultati parziali raggiunti.

(*i. s.*)

Primo successo del Progetto San Marco

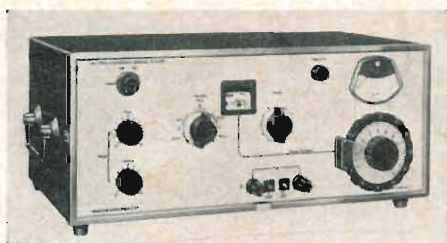
Un collaudo preliminare degli strumenti che verranno usati nel « Progetto San Marco », svolto in collaborazione da Italia e Stati Uniti, è stata effettuato il 21 aprile, a mezzo di un razzo del tipo « Shotput » dalla stazione NASA di Wallops Island (Virginia).

Il lancio suborbitale rappresenta la prima prova di volo, nel quadro di un programma da svolgersi in tre tempi, in collaborazione tra la Commissione Italiana per le Ricerche Spaziali e l'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale americano (NASA). Tale programma culminerà con il lancio in orbita equatoriale di un satellite scientifico da una piattaforma rimorchiabile (simile a quelle usate per i sondaggi petroliferi) dislocata nell'Oceano Indiano.
Scopo principale del lancio effettuato era quello di determinare il funzionamento operativo del sistema di equilibrio dinamico studiato dal Prof. Luigi Broglio, direttore del Progetto San Marco, e dal gruppo da lui diretto, al Centro Ricerche Aerospaziali della Commissione italiana a Roma, onde misurare la resistenza atmosferica totale su un satellite in volo orbitale.

Altri collaudi suborbitali degli strumenti del Progetto San Marco sono in programma entro quest'anno da una piattaforma dislocata nell'Oceano Indiano; il vettore sarà ancora uno « Shotput » fornito dalla NASA. Se i collaudi avranno successo, essi verranno seguiti, l'anno prossimo, dal lancio orbitale di uno « Scout », dalla Stazione di Wallops prima dell'esperimento finale nell'Oceano Indiano.
I dati scientifici ottenuti verranno messi a disposizione degli scienziati di tutto il mondo.
L'obiettivo fondamentale del Progetto San Marco è di eseguire misurazioni ad elevate altitudini delle caratteristiche dell'atmosfera e della ionosfera in corrispondenza della regione equatoriale.
Il progetto è stato ideato dal Prof. Broglio, presidente dellq Commissione italiana. Direttore del progetto per conto della NASA è Mr. R.D. Ginter dell'Ufficio Scienze Spaziali.

Il gruppo italiano si occupa della progettazione, della fabbricazione e del collaudo del satellite, nonchè delle piattaforme rimorchiabili, e delle attrezzature per la localizzazione e raccolta di quei dati relativi al Progetto San Marco in aggiunta a quelle che saranno fornite dalla NASA. L'Ente Spaziale americano, dal canto suo, fornisce i vettori di lancio e provvede all'addestramento del personale italiano. Mentre era in corso l'allestimento delle attrezzature in Italia, il Centro Spaziale Goddard ha collaborato ai collaudi a terra del satellite « San Marco ».
La preparazione del « San Marco », incluse la sperimentazione e la relativa telemetria, viene condotta da gruppi scientifici universitari italiani, sotto la direzione della Commissione italiana.
Il Prof. Nello Carrara, capo dell'Istituto Nazionale Italiano per le Microonde di Firenze, dirige l'esperimento ionosferico, nonchè la costruzione dell'antenna trasmittente del satellite.
Tra gli scienziati italiani che collaborano con il Prof. Broglio vi sono: il Prof. Paolo Santini per il calcolo delle traiettorie, il Dr. Giorgio Ravelli per gli studi tecnici del carico utile, il Dr. Carlo Buongiorno per il coordinamento tecnico, il Dr. Michele Sirinian per il vettore e le operazioni, il Dr. Ugo Ponzi per la strutturazione del carico utile, il Dr. Carlo Arduini per la riduzione dei dati, il Dr. Bruno Ratti per la telemetria, il Dr. Giuseppe Spampinato per il montaggio vettore, il Dr. Mario Marconi per l'attrezzatura strutturale, il Dr. Gennaro Orsi per la fornitura di energia e macchinari, e il Dr. Severino Giorgi per le traiettorie.
Lo « Shotput », progettato dal Centro Ricerche Langley della NASA, è costituito da un insieme di motori a combustibile solido. Per l'esperimento odierno è stato usato il sesto vettore « Shotput » costruito dal Centro Langley e lanciato da Wallops Island. I precedenti lanci « Shotput » hanno avuto luogo nel corso dei primi collaudi di volo del carico utile del satellite gonfiabile del progetto « Echo ».
Lo « Shotput » è un vettore a due stadi, non guidato, stabilizzato con pinne aerodinamiche che impartiscono un leggero moto elicoidale all'intero complesso. Lo stadio principale consiste di un booster del tipo « Thiokol Pollux E6 » cui sono aggiunti due motori ausiliari del tipo « Thiokol Recruit ». Il motore del secondo stadio è un razzo X-248. Alla partenza lo « Shotput » sviluppa una spinta di kh 54.500. L'intero complesso ha una lunghezza di m. 9,62, un diametro di cm 83,8 e pesa al decollo circa 5 tonnellate.

Lo « Shotput » contiene le apparecchiature ad orologeria che controllano lo sganciamento della testata e l'accensione del secondo stadio, nonché gli strumenti per annullare il moto elicoidale e per la separazione del carico utile dal motore dell'ultimo stadio al momento giusto. Il funzionamento meccanico ed elettrico del vettore viene comunicato per telemetria alla stazione di lancio.
Gli scienziati americani ed italiani che hanno curato l'allestimento del lancio si sono dichiarati pienamente soddisfatti dell'esperimento.

Il Prof. Luigi Broglio ha dichiarato: « Sono molto lieto del felice risultato dell'esperimento e profondamente grato per la collaborazione avuta dalla NASA ed in particolare dal direttore del Progetto signor Ginter. Vorrei anche ringraziare tutti i nostri collaboratori in Italia. Spero che il nostro lavoro proseguirà, nell'interesse della scienza e dei rapporti di amicizia che legano i nostri due paesi ».
Robert Duffy, che si è occupato della parte lancio del razzo, ha a sua volta dichiarato: « L'operazione si è svolta con la massima facilità. La collaborazione tra il personale americano e quello italiano è stata ottima. Abbiamo ben lavorato insieme ed anche la traiettoria è stata eccellente ». *(u.s.)*

La Marconi Instruments Ltd. annuncia un nuovo ponte universale transistorizzato, tipo TF 2701, per misure «in sito ». Si tratta di un ponte con rami di proporzione a trasformatore per la misura dei valori di capacità, resistenze ed induttanze. In aggiunta alle normali prestazioni, il ponte può essere impiegato per la misura di capacità con notevole carico resistivo in derivazione, di resistenze con notevole carico capacitativo in derivazione, e di componenti che formino un ramo di una rete a tre terminali.
Il ponte può perciò usarsi per misure a due terminali ed a tre terminali di componenti sia staccati che collegati in un circuito. Per molte misure «in loco» si può fare uso di conduttori di collegamento di notevole lunghezza con effetto trascurabile sulla precisione. Un vantaggio particolare di questo tipo di strumento è il modo agevole in cui si presta all'uso per la misura di componenti montati su basette con circuiti di cablaggio stampati. Lo strumento è completo di sorgente interna funzionante su 80 Hz od 1 kHz e di un rivelatore con regolazione automatica del guadagno allo scopo di facilitare la ricerca della posizione di equilibrio. L'alimentazione comprende due pile da 9 V.
I campi di misura sono i seguenti: capacità da 0,002 pF ad 11.000 μF in undici gamme da 1,1 pF ad 11.000 μF fondo scala; induttanza da 1 μH a 110 kH in dieci gamme da 110 μH a 110 kH fondo scala; resistenza da 0,01 Ω a 110 MΩ in nove gamme da 1,1 Ω a 110 MΩ fondo scala.

Nuove applicazioni dei « laser »

Scienziati americani hanno studiato e messo a punto nuovi metodi per produrre un fascio luminoso « laser » di una determinata frequenza o colore da utilizzare in esperimenti di telecomunicazione. Essi sono anche riusciti ad amplificare i segnali luminosi facendo passare un raggio di luce « laser » attraverso speciali liquidi.

La nuova tecnica è stata illustrata da Robert Terhune del Laboratorio Scientifico della Ford Motor Co., il 23 aprile, durante una riunione della Società Americana di Fisica.

Gli esperimenti hanno dimostrato che scienziati e tecnici dispongono ora di un nuovo mezzo per modulare le onde luminose così come essi modulano le radio onde e le microonde per i moderni impianti di radiocomunicazione e televisione.

Come è noto, con il nome di « laser » vengono indicati nuovi dispositivi che producono luce « coerente » di una singola frequenza sotto forma di un fascio sottilissimo di elevata intensità. Il fascio di luce del « laser » si differenzia quindi sostanzialmente da quello prodotto da una comune lampada elettrica, costituito da luce « non-coerente ». La maggior parte dei « laser » viene attualmente limitata alla produzione di fasci di luce rossa.

In un esperimento effettuato nel Laboratorio della Ford, un fascio di luce rossa di un « laser » è stato fatto passare attraverso uno speciale cristallo e mutato in luce azzurra. Le speciali caratteristiche ottiche del cristallo hanno provocato il raddoppio della frequenza della luce rossa.

Terhune ha spiegato che accoppiando questo fenomeno di raddoppio della frequenza con il cosiddetto effetto « raman » sarà possibile produrre qualsiasi frequenza o colore desiderato.

In un altro esperimento, gli scienziati della Ford hanno scoperto che proiettando il fascio del « laser » in un liquido come il benzene o l'azoto liquefatto, si produce una macchia rossa circondata da anelli di tutti i colori dello spettro. Si ritiene che con opportuni accorgimenti sarà possibile filtrare tutti i colori meno uno e lavorare con esso.

Terhune ha aggiunto che l'esperimento ha anche dimostrato che è possibile amplificare la luce con la stessa tecnica dell'amplificazione parametrica, utilizzata per modificare le radioonde nei radar e nella radioastronomia. *(u.s.)*

Fig. 1 - Trattamento di un nastro vetroso con resina epossidica per la preparazione del laminato industriale Formica C.G.E. 70.

Un nuovo laminato per circuiti stampati in resina vetroso-epossidica che presenta ottime caratteristiche di resistenza anche alla temperature elevate offrendo soluzioni d'impiego assolutamente nuove.

Alla recente Mostra dei componenti radio-elettronici tenutasi ad Olympia — Londra — dal 21 al 24 di maggio, ha riscosso particolare interesse un nuovo laminato per circuiti stampati realizzato in fibra vetroso epossidica e presentato dalla Ditta Formica Ldt., la quale aveva precedentemente realizzato un altro laminato che fu sperimentato con successo impiegandolo per la costruzione dei circuiti stampati delle apparecchiature elettroniche installate sul primo satellite artificiale per ricerche spaziali, messo a punto in collaborazione fra l'Inghilterra e gli Stati Uniti.

Le principali caratteristiche presentate da questo nuovo laminato denominato C.G.E. 70, oltre alle qualità intrinseche possedute dalle comuni fibre vetroso/epossidiche, sono la conservazione delle sue proprietà meccaniche anche alle temperature elevate, il notevole grado di adesione tra il foglio di rame ed il supporto isolante anche in presenza di intense sollecitazioni termiche, e la possibilità di trattare anche in un secondo tempo la superficie conduttrice con metalli preziosi come normalmente si usa fare nella tecnica dei circuiti stampati per impieghi professionali. Si consideri inoltre che questo laminato è costituito con fogli di rame di qualità superiore e con una speciale fibra epossidica in qualità di supporto isolante.

In generale tutti i laminati costituiti da fibre vetroso/epossidiche posseggono ottime qualità elettriche e meccaniche, tuttavia non tutti sono in grado di mantenere inalterate tali caratteristiche in presenza di temperature molto elevate: È proprio in questo caso che si manifestano invece le superiori doti del C.G.E. 70. Le qualità aggiuntive possedute dal C.G.E 70 lo rendono particolarmente consigliabile per quelle applicazioni ove è prevista una intensa azione corrosiva (nel qual caso la doratura delle superfici conduttrici appare indispensabile), una elevata temperatura di esercizio, ed infine una pressoché assoluta affidabilità di impiego.

Il laminato Formica C.G.E. 70, la cui struttura è realizzata da una resina vetrosa a fibra continua, viene prodotto con la superficie di rame su una sola od entrambe le facce. La sottile lamina di rame è estremamente resistente all'azione di sollevamento dovuta al saldatore caldo, mentre la sua adesione con il materiale isolante di base è veramente ottima. Disponibile con spessori fino a 0,062 di pollice, il laminato può essere perforato o punzonato a temperatura ambiente, e tagliato mediante un disco abrasivo.

Fig. 2 - Aspetto dal lato del supporto isolante del nuovo laminato.

Sotto altri punti di vista, il nuovo laminato possiede una ritensione del 55% a 150° C alle sollecitazioni meccaniche, ed un fattore di potenza inferiore a 0,018 a 1MHz. Esso soddisfa pienamente alle norme emesse dal British Standards Institute Draft Specification per i laminati impiegati nei circuiti stampati.

Sul retro del supporto di base di questo laminato, che si presenta brillante e di un

Fig. 3 - Un tipico circuito stampato realizzato con il laminato industriale della Formica.

colore verde bruno, sono incise in fase di preparazione una serie di lettere « F » che servono per l'identificazione. La superficie metallica è normalmente ricoperta con una speciale vernice trasparente che la protegge da eventuali danneggiamenti o da ossidazioni; essa può essere rimossa senza difficoltà mediante raschiatura. (*lc*)

A Oppenheimer il Premio Fermi

La Commissione Americana per l'Energia Atomica (AEC) ha annunciato il 5 aprile che il Premio Fermi 1963 verrà assegnato al noto fisico J. Robert Oppenheimer, direttore dell'Istituto di Studi Superiori dell'Università di Princeton.

La scelta effettuata all'unanimità dal Comitato Consultivo dell'AEC di cui fanno parte nove eminenti scienziati americani, è stata appoggiata dalla Commissione ed approvata dal Presidente Kennedy.

Il Dott. Oppenheimer è il 7º scienziato cui viene conferito il premio intitolato alla memoria di Enrico Fermi, che ogni anno viene assegnato « per contributi particolarmente rilevanti allo sviluppo, alla utilizzazione o al controllo dell'energia atomica ».

Nel darne l'annuncio, l'AEC rivela come il conferimento del premio costituisca un riconoscimento del grandissimo contributo dato da Oppenheimer alla fisica teoretica e non solo allo sviluppo della bomba atomica ma anche al lavoro iniziale che ha permesso innumerevoli applicazioni pacifiche dell'energia nucleare.

Oppenheimer è nato a New York, il 21 aprile 1904. A diciotto anni entrava all'Università Harvard e conseguiva tre anni dopo la laurea con il massimo dei voti. Recatosi all'estero, frequentava le Università di Oxford e Gottinga ove conseguiva nel 1927 la laurea in fisica.

Rientrato nel 1928 negli Stati Uniti, gli veniva offerto la carica di professore assistente di fisica presso il Politecnico e presso l'Università della California. Nei dodici anni successivi al conferimento di questo incarico, Oppenheimer riuscì a creare presso i due istituti una scuola di fisica che non ha uguali in tutti gli Stati Uniti e che attirò a poco a poco tutti gli studiosi più importanti in questo settore. Molti dei suoi allievi sono oggi fisici di fama mondiale che hanno dato e danno contributi rilevanti alla scienza e tecnologia atomica.

Oppenheimer dirige dal 1947 l'Istituto di Studi Superiori di Princeton. Nel 1953 in base ad una norma emanata dall'AEC, gli venne negato il diritto di svolgere lavoro segreto per conto del Governo degli Stati Uniti.

I suoi studi attuali vertono principalmente sulla fisica delle particelle ed i fenomeni relativi ai raggi cosmici.

Il premio Fermi, consistente in una medaglia d'oro, una citazione e 50 mila dollari, gli verrà consegnato nel corso di una solenne cerimonia nel dicembre prossimo.

I precedenti vincitori del Premio Fermi sono stati: John Von Neumann, Ernest O. Lawrence, Eugene Wigner, Glenn T. Seaborg (attuale presidente della AEC), Hans A. Bethe e Edward Teller. (*u.s.*)

I tre corsi estivi 1963 della Scuola Internazionale di Fisica « Enrico Fermi »

Durante il 1963, grazie ai contributi del Ministero della Pubblica Istruzione, del Consiglio Nazionale delle Ricerche, del Comitato Nazionale per l'Energia Nucleare, della « North Atlantic Treaty Organisation » e di altri Enti, Società e Organizzazioni italiani e stranieri, la Scuola internazionale di fisica « Enrico Fermi » terrà a Varenna, nella Villa Monastero, messa gentilmente a disposizione dall'Ente Villa Monastero, tre Corsi estivi, dei quali il primo avrà inizio il 15 luglio e l'ultimo si concluderà il 31 agosto 1963.

Il primo Corso (XXIX dall'inizio della Scuola) durerà dal 15 luglio al 3 agosto. Per il tema « Relazioni di dispersione e loro rapporti nel principio della causalità », sarà tenuta una serie di lezioni, integrate da seminari e discussioni su vari argomenti relativi al tema principale. Gli insegnanti ufficiali saranno i Proff. M. Froissart, R.G. Newton, R. Oehme, J. S. Toll, D. Y. Wong, tutti degli Stati Uniti. L'organizzazione e direzione del Corso sono affidate al Prof. Eugene P. Wigner.

Il secondo Corso (XXX dall'inizio della Scuola) durerà dal 5 agosto al 17 agosto. Per il tema « Dosimetria della radiazione », sarà tenuta una serie di lezioni, integrate da seminari e discussioni su vari argomenti relativi al tema principale. Gli insegnanti ufficiali saranno i Proff. A. Allisy (Francia), J. W. Boag (Inghilterra) M. Chiozzotto (Italia), F. S. Dainton (Inghilterra), L. H. Gray (Inghilterra), J. S. Laughlin (Stati Uniti), A. Muller (Germania), G. W. Reed (Inghilterra), H. H. Rossi (Stati Uniti), F. W. Spiers (Inghilterra), N. G. Trott (Inghilterra). L'organizzazione e direzione del Corso sono affidate al Prof. F. W. Spiers.

Il terzo Corso (XXXI dall'inizio della Scuola) durerà dal 19 agosto al 31 agosto. Per il tema « Elettronica quantistica e luce coerente », sarà tenuta una serie di lezioni, integrate da seminari e discussioni su vari argomenti relativi al tema principale. Gli insegnanti ufficiali saranno i Proff. N. Bloembergen (Stati Uniti), P. Connes (Francia), J. P. Gordon (Stati Uniti), A. Javan (Stati Uniti), W. E. Lamb Jr. (Stati Uniti), B. Lax (Stati Uniti), A. L. Schwlow (Stati Uniti), G. Toraldo di Francia (Italia). L'organizzazione e direzione del Corso sono affidate al prof. C. H. Townes. (*i.s.*)

Amplificatore audio «single ended» con 2 W d'uscita*

Si descrive un amplificatore di bassa frequenza in classe B del tipo single ended equipaggiato con i transistor OC 75, OC 74, 2 × OC 26, per una tensione di alimentazione di 9 V.
La sensibilità a 1 kHz è di 1,9 mV per una potenza di 2 W su un carico di 5 Ω con una distorsione del 7,5 %. Il guadagno complessivo di potenza è di 88 dB senza controreazione. Con 6 dB di controreazione si ottiene una banda a —3 dB da 85 a 8000 Hz.

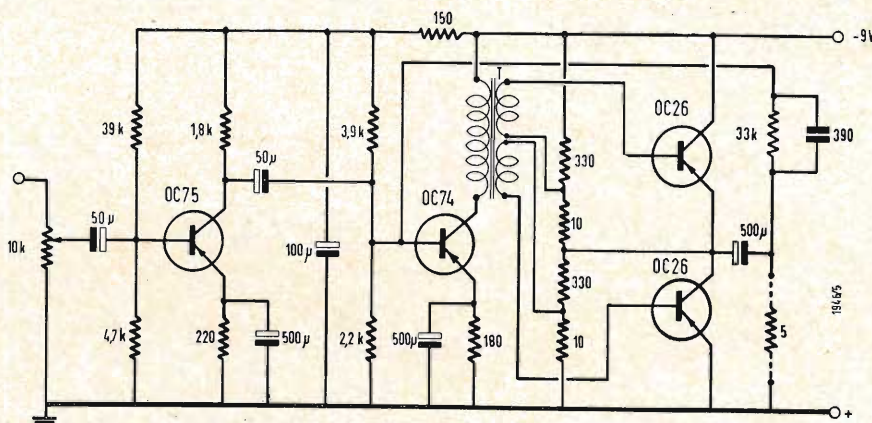



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore « single ended » da 2 W.

IN QUESTO studio si è cercato di ottenere il massimo guadagno di potenza, impiegando il circuito in classe B denominato « single ended ».
Pur ottenendo una potenza di 2 W, questo circuito può venire impiegato in ricevitori portatili ed in fonovaligie essendo alimentato da due pile da 4,5 V in serie con un consumo complessivo a piena potenza di 320 mA.
Nello stadio finale si è impiegata una coppia di OC 26 i quali, pur non essendo stabilizzati termicamente, possono funzionare senza elementi di raffreddamento (cioè montati semplicemente su di una basetta di bakelite) fino alla temperatura ambiente di 45° C.

1. - PROGETTO DELLO STADIO FINALE

Ciascun transistor del push-pull ha una tensione di $\frac{V_{batt}}{2}$ ossia 4,5 V.

Il picco di tensione in ogni transistor sarà di 3,9 V perchè si tiene conto della curvatura (di ginocchio) della caratteristica, che per transistor estremi è di 0,6 V come risulta dall'esame delle curve caratteristiche.

Quindi $V_{cm} = \frac{V_{batt}}{2} - V_{cek} = 3{,}9$ V.

Il carico utile è stato scelto in 5 Ω, che è il valore normale dell'impedenza degli altoparlanti a 1 kHz.

Dalla relazione:

$$\frac{V_{cm}}{I_{cm}} = Z_L = 5\ \Omega$$

si ottiene: $I_{cm} = 780$ mA.
che corrisponde a:

$$I_c = \frac{780}{\pi} = 250 \text{ mA.}$$

Dall'esame delle curve caratteristiche dell'OC26 risulta pure che il transistor minimo ha una h_{fe} min = 21.
Con una conseguente:

$$I_b = \frac{I_{cm}}{h_{fe}} = \frac{0{,}8}{21} = 38 \text{ mA}$$

ed una V_{be} max, per 0,8 A di collettore, di 0,68 V.
Per ridurre la distorsione di « crossover » si impiega una I_c di riposo di circa 8 mA che corrisponde ad una $V_{be} = 0{,}13$ V.

Il partitore di tensione è composto da due resistenze (per ogni transistor) di un valore di 10 Ω e 330 Ω. Tali valori sono stati scelti in modo da ottenere un compromesso fra il consumo del partitore stesso (13 mA) e la necessità di mantenere piccola la resistenza (da 10 Ω) che viene a trovarsi in serie al circuito di base dell'OC26 e che ovviamente provoca notevoli perdite di pilotaggio.
Dopo un primo tentativo per il pilotaggio dello stadio d'uscita, si è stabilito una resistenza del secondario di 8,5 Ω. Tale resistenza, in serie ai suddetti 10 Ω e con la R_{in} del transistor che risulta:

$$\frac{V_{be}}{I_b} \simeq 18\ \Omega$$

determina il carico per ogni secondario che è uguale a 36,5 Ω con una potenza di pilotaggio di:

$$\frac{V_{bm}\, I_{bm}}{2} = \frac{0{,}68 \cdot 38}{2} = 13 \text{ mW}$$

per il transistor, e una potenza complessiva di 26 mW se si tiene conto della caduta di tensione di 0,7 V causata dalla corrente di 38 mA circolante nelle resistenze del partitore e del se-

(*) F. Dapiran e R. Guizzardi del Laboratorio di Applicazione Philips, Milano.

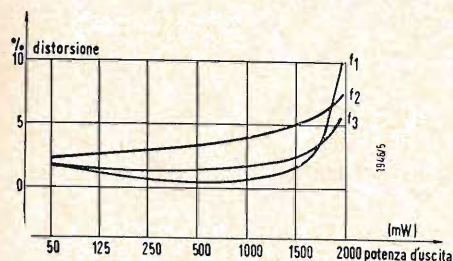



Fig. 2 - Andamento della distorsione in funzione della potenza di uscita (senza controreazione) - f_1 = 150 Hz - f_2 = 7 kHz - f_3 = 1 kHz.

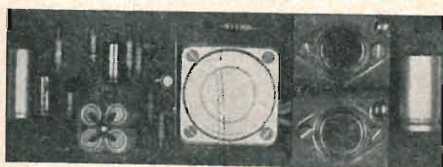



Fig. 3 - Amplificatore di bassa frequenza in classe B del tipo « single ended ».

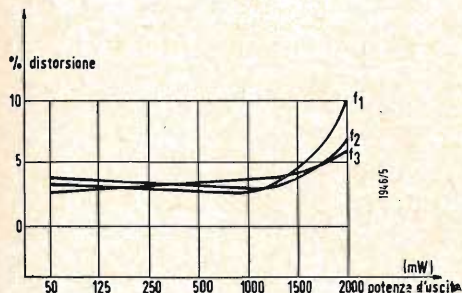



Fig. 4 - Andamento della distorsione in funzione della potenza di uscita (con controreazione) - f_1 = 150 Hz - f_2 = 7 kHz - f_3 = 1 kHz.

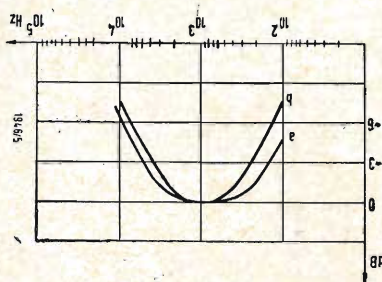



Fig. 5 - Curva di risposta in frequenza (senza controreazione) a) 0 dB = 1 W - b) 0 dB = 100 mW.

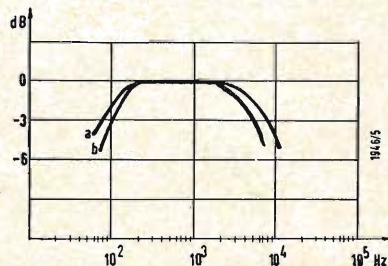



Fig. 6 - Curva di risposta in frequenza (con controreazione) a) 0 dB = 1 W - b) 0 dB = 100 mW.

condario del trasformatore (10 + 8,5 = = 18,5 Ω).

Considerando un rendimento del trasformatore del 70% e sapendo che la potenza che questo deve trasferire sui 10 Ω in serie alla R_{in} (cioè 28 Ω complessivi) con una corrente I_{bm} di 38 mA è di:

$$\frac{28 \cdot I_{bm}^2}{2} = 20 \text{ mW}$$

calcoleremo lo stadio pilota in modo che possa erogare:

$$29 \text{ mW} = \left(\frac{0{,}7}{20}\right)$$

2. - STADIO PILOTA (VEDI APPENDICE)

Si sceglie un valore del rapporto di trasformazione uguale a 3.

Il carico del primario sarà di conseguenza:

$$\frac{n^2 (R_{in} + 10\ \Omega)}{\eta} = 365\ \Omega \text{ e}$$

$$I_{cm} = \frac{I_{bm}}{n} = 12{,}6 \text{ mA}$$

V_{cm} risulterà di 365 · 12,6 = 4,6 V. In tali condizioni la potenza sul collettore sarà di:

$$\frac{V_{cm}\ I_{cm}}{2} = \frac{4{,}6 \cdot 12{,}6}{2} = 29 \text{ mW}$$

come richiesto.

Il transistor OC74 pilota ha una tensione di ginocchio massima di 0,6 V. quindi la V_{ce} minima sarà di 5,2 V. Per la corrente di riposo si fissa I_c = = 15 mA essendo I_{cm} = 12,6 mA. La massima caduta di tensione ai capi della resistenza di emettitore sarà quindi di 3,5 V cui corrisponde per I_c = 15 mA una resistenza sull'emettitore di 233 Ω massimi.

Il carico totale al secondario è di 36,5 Ω.

La differenza 365 — 330 = 35 Ω sarà costituita dalla resistenza del primario. Quindi la resistenza definitiva sull'emettitore diventerà 233 — 35 ≃ 180 Ω (valore prossimo in difetto della scala R.M.A. al ± 10%).

Lo stadio preamplificatore ha una corrente di collettore di 3 mA.

3. - TRASFORMATORE PILOTA

Si è impiegato un nucleo di ferroxcube D36/22/3B2 con traferro di 0,2 mm.

I dati di avvolgimento sono i seguenti:

Secondario bifilare: 200 + 200 spire, filo ⌀ 0,15 smalto.

Primario (avvolto sopra il secondario): 600 spire, filo ⌀ 0,15 smalto.

R_{sec} = 8,5 + 8,5 Ω.

R_{prim} = 34 Ω.

Tale trasformatore consente di ottenere senza controreazione una banda a — 3 dB da 125 Hz a 5,5 kHz.

Nel caso occorra una linearità maggiore si può con lo stesso trasformatore e con 6 dB di controreazione ottenere una banda da 85 Hz a 8 kHz.

Il rendimento del trasformatore risulta:

$$\eta = \frac{n^2\, Z_{sec}}{n^2 (Z_{sec} + R_s) + R_p} \text{ cioè}$$

$$\frac{9 \cdot 28}{9\,(28 + 8{,}5) + 34} = 0{,}69.$$

4. - MISURE

I guadagni di potenza dei singoli stadi sono:

Single ended:	23 dB
Pilota:	36 dB
Preamplificatore:	29 dB

Il guadagno totale risulta di 88 dB espresso come $\frac{W_u}{W_i}$ dove W_i è 3,1 · 10^{-9} W corrispondente a 1,9 mV su una impedenza (d'ingresso) del preamplificatore di 1150 Ω.

Il consumo in assenza di segnale è 39 mA.

Il consumo per segnale massimo (2 W) è 320 mA.

5. - APPENDICE

Per un primo calcolo di orientamento del rapporto di trasformazione del trasformatore pilota, è stato seguito il normale criterio di dimensionamento, qui di seguito brevemente riassunto.

La potenza di pilotaggio richiesta dallo stadio di uscita (compresa la R = 10 Ω) è:

$$W_i = \frac{(R_{in} + R)\, I_{bm}^2}{2}$$

il rendimento del trasformatore, il cui valore si suppone di conoscere inizialmente è:

$$\eta = \frac{n^2 (R_{in} + R)}{n^2 (R_{in} + R + R_s) + R_p}$$

dalle quali si ottiene la $W_{prim} = \frac{W_i}{\eta}$

Per una buona stabilità termica dello stadio pilota si farà cadere circa un terzo della tensione di alimentazione ai capi della resistenza di polarizzazione dell'emettitore. La tensione massima di picco al primario sarà pertanto:

$$V_{cm} \simeq V_{ce} = V_{batt} - \frac{V_{batt}}{3} - V_{cek}.$$

Poichè

$$W_{prim} = \frac{V_{cm} \cdot I_{cm}}{2} \text{ calcoleremo}$$

$$I_{cm} = \frac{2\, W_{prim}}{V_{cm}}$$

la quale aumentata del 10 ÷ 20% darà il valore della corrente di riposo I_c.

Conoscendo il valore di picco della corrente primaria I_{cm}, si calcolerà n:

$$n = \frac{I_{bm}\ (\text{OC } 26)}{I_{cm}\ (\text{OC } 74)}$$

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Autovox mod. 783

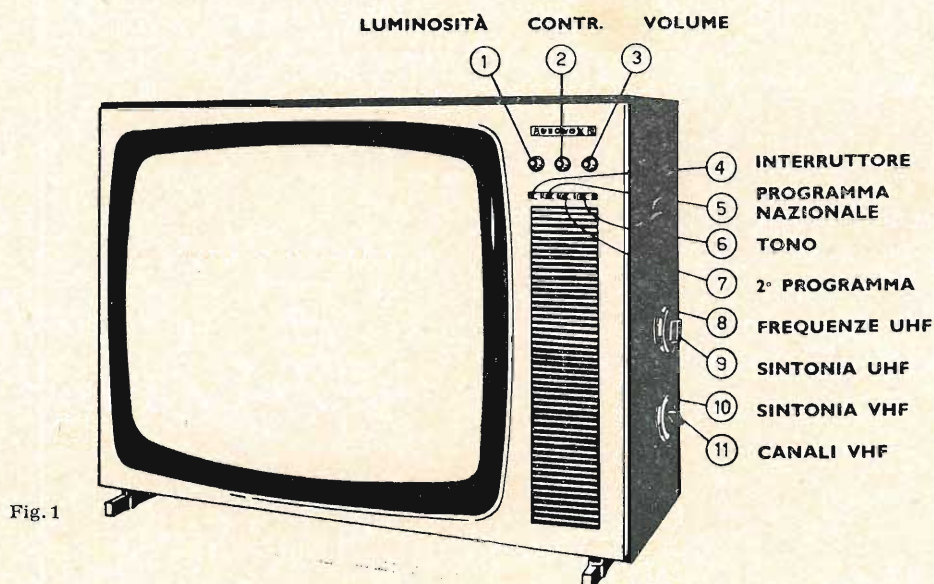



Fig. 1

1. - GENERALITÀ

Il televisore della Autovox modello 783, comprende 20 valvole più il cinescopio da 110° 23", del tipo alluminato. L'accensione, la commutazione VHF-UHF e la regolazione del tono avvengono tramite comando a tasto. I comandi del volume, della luminosità e del contrasto sono frontali, mentre quelli relativi i canali e la sintonia VHF-UHF sono posti lateralmente. L'altoparlante è frontale. La protezione del cinescopio è in perspex. Chassis verticale girevole. Dimensioni del mobile: altezza 490 mm, larghezza 700 mm, profondità 280 mm (con zaino 370 mm).

Ricezione di tutti i canali VHF, e di quelli UHF compresi nella gamma 470-790 MHz. *Media frequenza audio*: 40,25 MHz; *video*: 45,75 MHz. *Media frequenza suono*: 5,5 MHz (sistema intercarrier). Impedenza d'ingresso 300 Ω bilanciati. Sensibilità limitata: circa 110 μV(fem) in VHF e 220 μV(fem) in UHF, alla frequenza di centro banda di ogni canale, modulata in ampiezza al 50% a 400 Hz, per una tensione di 7 V_{eff} sul catodo del cinescopio ed un rapporto di segnale fruscio di 20 dB. Sensibilità massima: circa 10 μV (fem ai morsetti di antenna) di VHF e circa 50 μV(fem ai morsetti di antenna) in UFH. Per 3,5 V_{eff} sul catodo del cinescopio mediante filtro *RC* (22 kΩ, 2 μF) alla frequenza centro banda di ogni canale, modulata in ampiezza al 30% con 400 Hz. Potenza di uscita suono: 1,8 Watt a 400 Hz con distorsione 10 %. Tensione di alimentazione 220 V. Possibilità di inserire sul telaio, un autotrasformatore per tensioni di rete 110, 125, 140, 160, 220, 260 V. Consumo 160 W circa.

2. - VALVOLE IMPIEGATE E RELATIVI CIRCUITI

La numerazione è conforme a quella riportata sullo schema elettrico, allegato fuori testo al presente fascicolo.

V_{001} = PC86 amplificatrice UHF; V_{002} = PC86 oscillatrice locale e convertitrice UHF; V_{101} = PCC189 amplificatrice UHF; V_{102} = 9EA8 oscillatrice locale e convertitrice VHF; V_{201} = EF183 amplificatrice media frequenza video; V_{202} = EF183 amplificatrice media frequenza video; V_{203} = EF80 amplificatrice media frequenza video; V_{401} = PCL84 amplificatrice finale video e C.A.G.; V_{301} = EF80 media frequenza audio; V_{502} = ECC82 separatrice e invertitrice; V_{302} = PCL82 preamplificatrice e amplificatrice finale audio; V_{501} = ECC83 soppressore disturbi; V_{503} = EB91 C.A.F.; V_{601} = PCL85 oscillatrice ed amplificatrice finale verticale;

V_{701} = ECC82 oscillatrice orizzontale; V_{702} = PL36 amplificatrice orizzontale; V_{703} = PY81 economizzatrice; V_{704} = DY86 raddrizzatrice EAT; V_{402} = 23 BCP4, AW59-90 cinescopio; V_{801} = PY82 alimentatrice; V_{802} = PY82 alimentatrice; D_{201} = IG80/IG86 rivelatrice video; D_{301} = IG80/IG86 rivelatrice audio; D_{401} = IG20/OA81 ritardo C.A.G.

lare i fusibili F_1 da 1,5 A e F_2 da 400mA (figura 2).

2) Premere il secondo tasto, che corrisponde al programma nazionale e disporre il commutatore di canali sul canale relativo la stazione locale VHF. Eseguire la sintonia.

3) Premere il terzo tasto, relativo il secondo programma, e sintonizzare l'apparecchio sulla stazione locale UHF

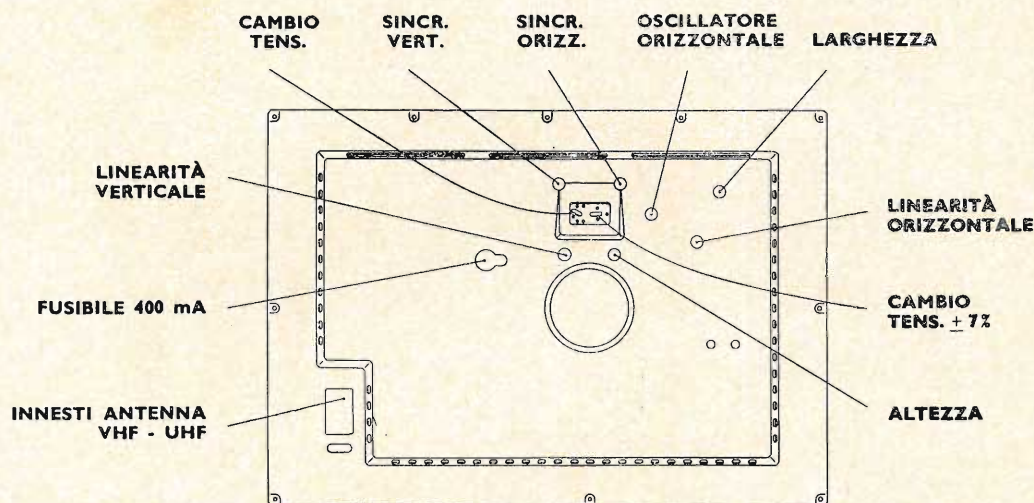



Fig. 2

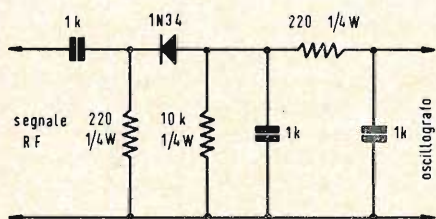



Fig. 3

3. - NORME PER L'INSTALLATORE

Se la discesa d'antenna è costituita da piattina bipolare da 300 Ω essa può essere collegata direttamente ai morsetti d'antenna, che sono collocati nella parete posteriore del mobile. Nel caso invece la discesa di antenna sia costituita da cavo coassiale da 75 Ω, occorre inserire fra essa ed i morsetti di cui sopra, un adattatore bilanciato.
Qualora nel televisore sia stato installato l'autotrasformatore, prima di inserire la spina nella presa di corrente disporre il cambio tensione per la tensione di rete da utilizzare. Come abbiamo già detto, senza autotrasformatore il televisore è adatto per essere alimentato con reti per 220 V.
In questo tipo di televisori, a differenza di tanti altri, un apposito morsetto posto nella parte posteriore del televisore consente la messa a terra dello chassis.

4. - CONTROLLO DEI COMANDI (figura 1)

1) Premendo il primo tasto a sinistra, accendere il televisore il cui quadro si illuminerà dopo alcuni secondi. Inizialmente può essere necessario un ritocco del comando di luminosità. Qualora il televisore non si accenda control-

4) Controllare che la commutazione dei due programmi avvenga rapidamente senza dar luogo ad alcuno inconveniente.

5) Controllare il funzionamento del quarto tasto *parola musica*, possibilmente in presenza della nota trasmessa contemporaneamente al monoscopio. Premendo tale tasto non si dovrà notare altro che una leggera variazione di intensità.

6) Disporre i comandi di sincronismo verticale ed orizzontale, al centro del loro campo di agganciamento ed assicurarsi che il sincronismo sia mantenuto accendendo e spegnendo il televisore, e commutando su altri canali. Detti sincronismi dovranno mantenersi anche in presenza di disturbi.
Ricordare che il comando di sincronismo orizzontale deve essere usato esclusivamente per la messa a punto del sincronismo, *e non per la centratura dell'immagine*, che dovrà essere eseguita come nel punto 7. *Ciò infatti comprometterebbe la stabilità del sincronismo.*

7) La centratura dell'immagine, fornita dal monoscopio della trasmittente locale, si dovrà eseguire agendo sugli appositi centratori disposti sulla parte posteriore del giogo di deflessione.

8) Regolare la deflessione orizzontale

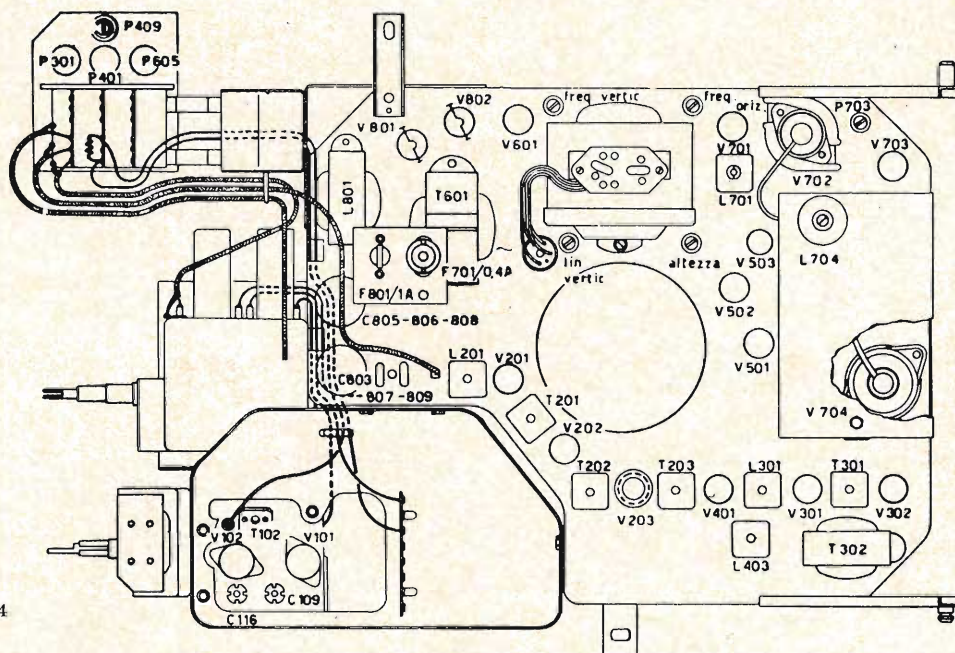



Fig. 4

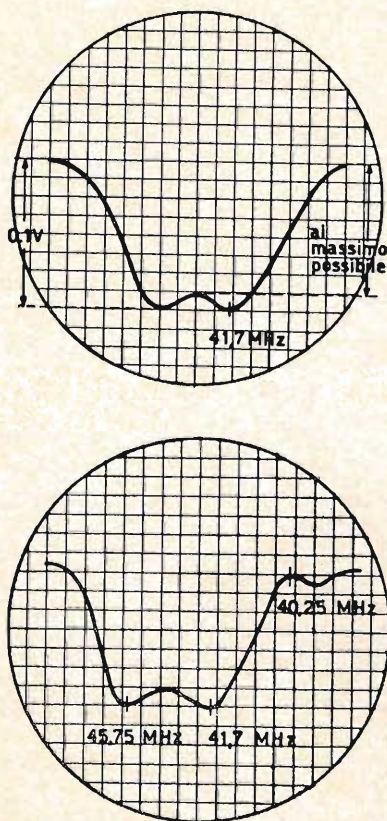



Fig. 5

agendo sui comandi di larghezza e di linearità orizzontale, disposti sulla parte posteriore del televisore fino ad ottenere una immagine orizzontalmente lineare ed avente dimensioni regolari.

9) Regolare la deflessione verticale, agendo alternativamente sul comando di altezza e di linearità. Dopo aver regolato le dimensioni e la linearità del monoscopio, controllare la centratura e, se è necessario, ripetere le operazioni del punto 7).

10) Controllare il funzionamento del comando di contrasto in base alla fascia dei grigi presenti sul monoscopio. Assicurarsi inoltre del funzionamento dei comandi di luminosità e di volume.

5. - NORME PER L'ALLINEAMENTO (Strumenti necessari)

L'allineamento del gruppo RF e del gruppo MF, è necessario ogni qualvolta si effettua una riparazione con sostituzione di valvole o di qualche componente il circuito. Dette operazioni dovranno essere eseguite dopo circa 15 minuti che il televisore è stato acceso.

a) Generatore di segnali di riferimento MARKER ad alta precisione, con possibilità di controllo della taratura della frequenza mediante quarzi piezoelettrici. Frequenze di lavoro 0-50 MHz; 52-95 MHz; 170-220 MHz. Regolatore di uscita. Segnali marker, tali non generare deformazioni alla curva in esame.

b) Wobbulatore avente le seguenti caratteristiche: Frequenze di lavoro 0-50 MHz 52-95 MHz; 170-220 MHz. Spazzolamento variabile da 0-20 MHz con segnale di uscita a *RF* d'ampiezza costante. Regolazione della tensione d'uscita con attenuatore continuo ed a scatti.

c) Oscillografo ad alto guadagno dell'amplificatore verticale e con possibilità di taratura dell'asse verticale stesso.

d) Voltmetro a valvola avente le seguenti caratteristiche: funzionante in corrente continua ed in corrente alternata. Fornito di sonda con rivelatore a cristallo per letture in *RF*. Fornito di commutatore per la lettura di tensione di polarità opposta.

e) Un alimentatore per tensioni negative per le polarizzazioni — 7,5 V e — 1 V.

6. - ALLINEAMENTO DELLA MEDIA VIDEO

L'allineamento della media frequenza sarà eseguito attenendosi scrupolosamente alle seguenti norme:

1) Togliere il fusibile da 0,4 A F_{701}.
2) Collegare una resistenza da 1800 Ω tra la massa ed il punto di giunzione R_{803} con C_{805}.
3) Ruotare il commutatore di canali in una posizione libera cortocircuitando i contatti fissi 8-9 e 4-5.
4) Svitare e togliere lo schermo della valvola PC86 (V_{002}).
5) Accoppiare capacitativamente sulla valvola PC86 (V_{002}) una fascia metallica, isolata dalla massa, alla quale sarà collegato il vobbulatore.
6) Regolare la frequenza del vobbulatore a circa 45 MHz e la tensione di uscita alla massima ampiezza.
7) Applicare una tensione negativa, non inferiore a 2,5 V, tra il punto B e la

massa. Se il vobbulatore usato ha una uscita sufficientemente alta, è consigliabile che tale tensione sia di — 7,5 V.
8) Disporre l'asse di sintonia del sintonizzatore UHF a metà corsa.
9) Abbassare il tasto UHF e collegare l'oscilloscopio al punto *A* tramite il rivelatore di figura 3.
10) Rendere massima l'induttanza delle bobine T_{102} e L_{203} agendo sui rispettivi nuclei, e regolare al minimo la capacità del compensatore CV201.
11) Inserire il marker a 41,7 MHz.
12) Regolare tramite i nuclei, l'accordo dei circuiti L_{005} e L_{201} fino ad ottenere la curva di figura 5.
13) Collegare il vobbulatore tra il piedino 2 della valvola 9EA8 (V_{102}) e la massa, tramite un condensatore da 10 μF, ed abbassare il tasto VHF.
14) Regolare, per mezzo del nucleo, l'accordo del circuito T_{102} fino a far coincidere il picco avente frequenza più bassa con il marker a 41,7 MHz.
15) Inserire i marker 40, 25, 41,7, 45,75 MHz.
16) Regolare tramite il nucleo, l'accordo del circuito L_{203} per il minimo a 40,25 MHz.
17) Regolare la capacità del compensatore CV201 fino a fare coincidere il picco a frequenza più alta con il marker a 45,75 MHz. La curva che si otterrà sarà identica a quelle di figura 5a.
18) Collegare l'oscillografo al punto *E* tramite una resistenza di 10.000 Ω.
19) Applicare al punto *B* una tensione negativa da — 7,5 V.
20) Operare come è indicato nella tabella I. Si dovrà ottenere una curva uguale a quella indicata in figura 6. Per eventuali ritocchi agire sull'accordo dei circuiti T_{201}-T_{202}-T_{203}, fino ad ottenere l'esatto andamento della curva di risposta (Tabella 1).

Fig. 6

7. - ALLINEAMENTO DELLA TRAPPOLA DI MEDIA FREQUENZA

Si procederà nel seguente modo:
1) Applicare fra il punto *B* e la massa una tensione fissa di — 7,5 V.
2) Collegare il vobbulatore ai morsetti d'antenna adattato per una impedenza di 300 Ω (vedere il punto 2 relativo l'allineamento dei circuiti *RF*), regolando la frequenza a 45 MHz e lo spazzolamento a 10 MHz.
3) Disporre il commutatore di canali del televisore in corrispondenza del canale *A* ed il marker a 43 MHz.
4) Collegare l'oscillografo tra il punto *E* e la massa tramite una resistenza da 10.000 Ω.
5) Variando la distanza fra le spire accordare la bobina della trappola, risuonante in parallelo, L_{102}, fino ad ottenere la minima ampiezza della curva in corrispondenza del marker. Sull'oscillografo dovrà apparire la curva di figura 9.

8. - ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI A RADIO FREQUENZA

Tale allineamento dovrà essere eseguito attenendosi alle seguenti norme:
1) Sostituire la polarizzazione del CAG di *RF* con una tensione fissa di — 1 V, applicandola tra il punto *C* e la massa.
2) Collegare il vobbulatore ai morsetti di antenna. Il cavo d'uscita del vobbulatore dovrà terminare con una impedenza di 300 Ω bilanciati verso massa. Quando il cavo d'uscita non termini con tale impedenza si eseguirà un adattamento tramite delle resistenze antiinduttive, come indicato in figura 7. La resistenza R_o non deve essere inserita se il cavo d'uscita del vobbulatore è chiuso su di una resistenza uguale alla impedenza caratteristica. Regolare il vobbulatore per uno spazzolamento di 15 MHz.
6) Controllare che le curve di risposta dei canali *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F*, *G*, risultino uguali alla curva di figura 8 od entro i limiti indicati dalle figure 8a, 8b, 8c, 8d.

9. - ALLINEAMENTO DELL'OSCILLATORE A RADIO FREQUENZA

1) Applicare la tensione di polarizza-

Tabella I

OPERAZIONE	MARKER	CIRCUITO DA ACCORDARE	ALLINEAMENTO
1	41,5 MHz	T 201	Per la massima ampiezza della curva in corrispondenza del marker.
2	44,6 MHz	T 202	c.s.
3	43 MHz	T 203	c.s.

Tabella II

CANALI	GAMMA DI FREQUENZA	PORTANTE VIDEO	PORTANTE AUDIO
A	52,5 ÷ 59,5 MHz	53,75 MHz	59,25 MHz
B	61 ÷ 68 MHz	62,25 MHz	67,25 MHz
C	81 ÷ 88 MHz	82,25 MHz	87,75 MHz
D	174 ÷ 181 MHz	175,25 MHz	180,75 MHz
E	182,5 ÷ 189,5 MHz	183,75 MHz	189,25 MHz
F	191 ÷ 198 MHz	192,25 MHz	197,75 MHz
G	200 ÷ 207 MHz	201,25 MHz	206,75 MHz
H	209 ÷ 216 MHz	210,25 MHz	215,75 MHz

zione fissa — 7,5 V tra il punto B e la massa.
2) Applicare la tensione di polarizzazione fissa — 1 V tra il punto C e la massa.
3) Collegare il vobbulatore ai morsetti di antenna tramite adattatore a 300Ω come è indicato al punto 2 del paragrafo precedente.
4) Collegare l'oscillografo fra il punto E e la massa tramite una resistenza da 10.000 Ω.
5) Inserire il canale H disponendo il comando di sintonia fine al centro corsa. Accordare l'oscillatore fino a fare coincidere i marker delle portanti video e suono nelle posizioni indicate in figura 10. La portante video (PV) dovrà risultare al 50% dell'ampiezza massima della curva totale.
6) Ripetere le operazioni indicate al punto e) per tutti i canali A, B, C, D, E, F, G; le frequenze delle portanti video ed audio sono indicate nella tabella 2.

10. - ALLINEAMENTO DELLA TRAPPOLA A 5,5 MHZ E DELLA MEDIA FREQUENZA SUONO

Tali operazioni di allineamento si eseguono attenendosi alle seguenti norme:
1) Collegare il generatore a 5,5 MHz tra il punto D e la massa tramite un condensatore da 10.000 pF.
2) Collegare il voltmetro a valvola, in corrente continua, tra il punto I e la massa.
3) Accordare, in modo da ottenere la massima uscita, prima L_{301} e poi L_{403}. La tensione di uscita dovrà essere mantenuta, durante le operazioni d'accordo tra 1 e 1,5 V_{cc}, agendo sul segnale di uscita del generatore.
4) Ripetere la suddetta operazione.
5) Regolare l'attenuatore del generatore in modo da inviare al circuito un segnale da 50 mV.
6) Accordare il nucleo superiore ed inferiore del trasformatore T_{301} per la massima uscita.
7) Inserire fra il punto I e la massa, due resistenze in serie da 100.000 Ω, ± 5%.
8) Collegare il voltmetro a valvola tra il punto H ed il centro delle due resistenze da 100.000 Ω.
9) Accordare il nucleo superiore del trasformatore T_{301} per lettura zero sul voltmetro a valvola.
10) Collegare il voltmetro a valvola tra il punto I e la massa.
11) Accordare il nucleo inferiore di T_{301} e L_{301} per la massima uscita.
12) Collegare il voltmetro a valvola, con sonda RF, tra il punto F e la massa.
13) Regolare l'attenuatore del generatore per la massima uscita ed accordare L_{403} per la minima lettura sul voltmetro elettronico.

11. - ALLINEAMENTO DELL'OSCILLATORE ORIZZONTALE

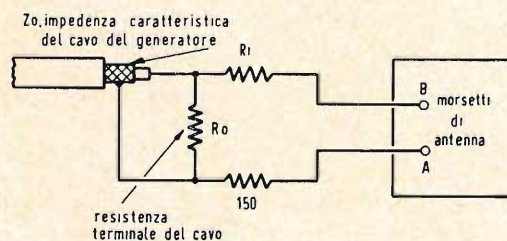
1) Sintonizzare il ricevitore sulla stazione locale.
2) Collegare a massa il piedino n. 7 della valvola V_{701} (ECC82).
3) Ruotare il potenziometro di sincronismo orizzontale, P701 ,fino ad ottenere la sincronizzazione dell'immagine. È normale che l'immagine non rimanga in tali condizioni stabilmente sincronizzata, è però essenziale che non sia inclinata nè a destra nè a sinistra ma perfettamente diritta.
4) Cortocircuitare con una capacità da 0,5 μF la resistenza R_{702} da 15.000 Ω, connessa in serie al piedino n. 6 della valvola ECC82 (V_{701}). In tali condizioni la luminosità del quadro si riduce notevolmente. Occorre perciò regolare nuovamente la luminosità ed il contrasto, in modo da rendere l'immagine percettibile.
5) Regolare il nucleo della bobina L_{701} fino ad ottenere la sincronizzazione dell'immagine.
6) Sconnettere il condensatore in parallelo alla resistenza RR702 e regolare il potenziometro di sincronismo orizzontale P701 fino a raggiungere nuovamente la sincronizzazione.
7) Connettere nuovamente in parallelo alla resistenza R_{702} il condensatore da 0,5 μF e controllare se occorre ritoccare il nucleo della bobina L_{301} per ottenere il sincronismo. Se ciò non è necessario le operazioni di allineamento sono ter-

Zo	Ro	Ri
50 Ω	56 Ω	120 Ω
72 Ω	82 Ω	110 Ω
92 Ω	110 Ω	100 Ω

Fig. 7

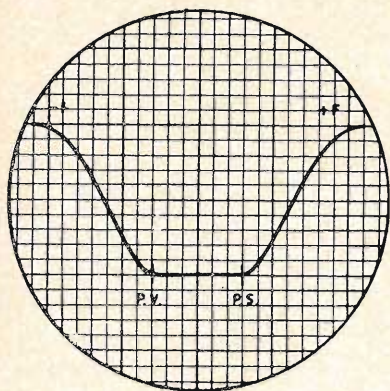



Fig. 8

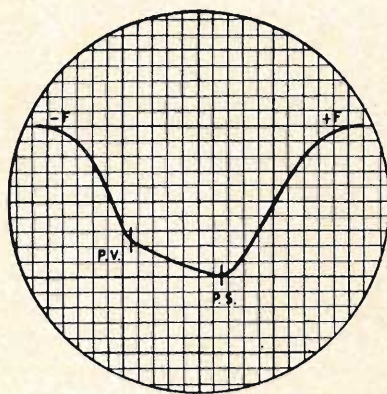



Fig. 8 a

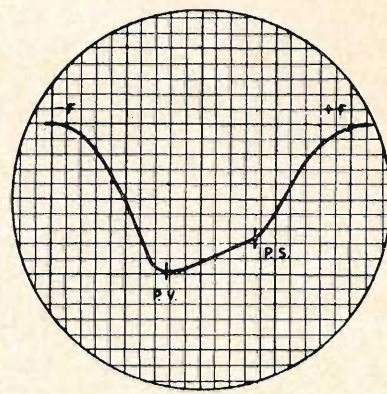



Fig. 8 b

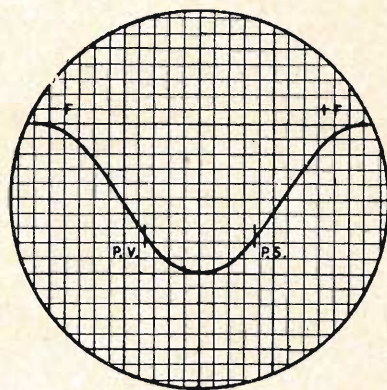



Fig. 8 c

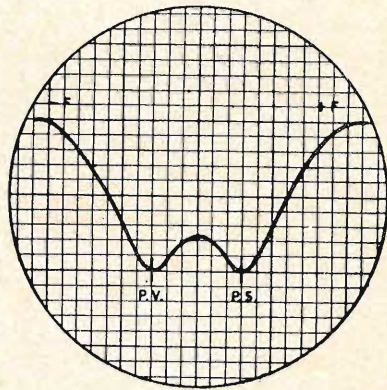



Fig. 8 d

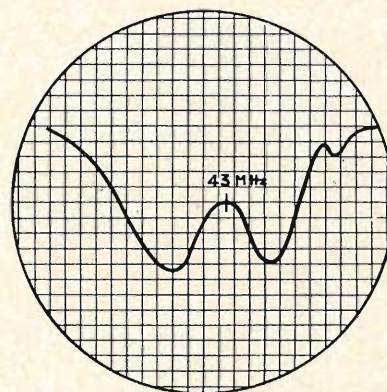



Fig. 9

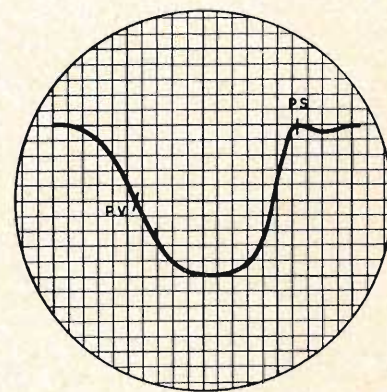



Fig. 10

minate. In caso contrario ritoccare il nucleo e dopo aver collegato il condensato e da 0,5 μF connesso in parallelo alla resistenza R_{702}, ritoccare il potenziometro P701 di sincronismo orizzontale. Dette operazioni dovranno essere ripetute fino a che non sia più necessario ritoccare il nucleo L_{701} ed il potenziometro P701.

8) Disconnettere da massa il piedino n. 7 della valvola V_{702}. Il ricevitore dovrà rimanere perfettamente sincronizzato.

12. - REGOLAZIONE DELLA BOBINA DI LINEARITÀ ORIZZONTALE L702

1) Inserire un milliamperometro per corrente continua da 200 mA fondo scala, tra il catodo e la massa della finale di linea V_{702} (PL36).

2) Regolare il nucleo della bobina di linearità L_{704} per la minima corrente.

3) Ritoccare L_{704} per la migliore linearità dell'immagine sul monoscopio.

G. B.

Unità refrigeranti termoelettriche*

L'effetto Peltier, dopo essere rimasto per parecchio tempo una curiosità di laboratorio, viene ora sfruttato praticamente in piccole unità refrigeranti. Questa applicazione è stata resa possibile dallo sviluppo dei semiconduttori, ed ora delle unità molto compatte, aventi un volume di circa 0,4 cm³, posseggono una potenza frigorifera di 0,1 Cal/sec.

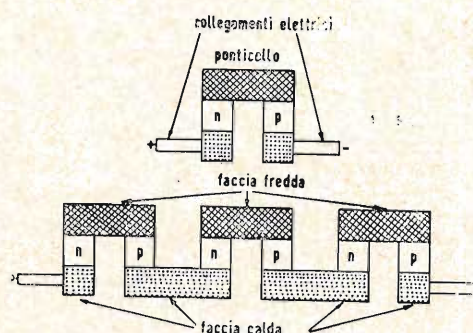



Fig. 1*a* - Unità refrigerante a giunzione unica.
Fig. 1*b* - Unità refrigerante a giunzioni multiple.

MOLTI PROBLEMI di raffreddamento possono ora venire risolti mediante l'applicazione dell'effetto termoelettrico. L'efficienza dei sistemi di raffreddamento termoelettrici non è confrontabile con quella degli apparecchi a compressione, essa può però essere comparata in modo favorevole con quella degli apparecchi ad assorbimento, e quando la massima potenza di raffreddamento richiesta non supera le decine di watt (1 watt = 0,239 Cal/sec.) i sistemi termoelettrici sono insuperati. Ricordiamo però che in applicazioni speciali sono state usate delle unità di raffreddamento termoelettriche aventi una potenza dell'ordine dei kilowatt.

La produzione di apparecchi di raffreddamento termoelettrici è stata resa possibile dai recenti progressi della fisica dei solidi. Sono stati infatti sviluppati dei semiconduttori aventi delle caratteristiche termoelettriche molto superiori a quelle dei metalli; i più noti ed efficienti sono costituiti da leghe di bismuto e tellurio, modificate con l'aggiunta di altri elementi. Tali leghe sono raggruppate sotto la denominazione generale di tellururio di bismuto ($Bi_2 Te_3$), il quale viene prodotto in ambedue i tipi *n* e *p*. Lo sviluppo delle tecniche di produzione ha permesso di mettere sul mercato tutta una serie di elementi termoelettrici convenienti.

Una selezione delle unità costruite dalla Salford Electrical Instruments Ltd. è illustrata nella fotografia. L'unità più piccola è costituita da una sola coppia *p-n* di tellururo di bismuto nella quale i due elementi *p* e *n* sono collegati assieme da una sbarretta di stagno puro, come si vede nella fig. 1*a*. Le unità più grandi sono costituite da parecchi elementi collegati elettricamente in serie. In tali unità multiple le coppie operano termicamente in parallelo come si vede nella fig. 1*b*. Le dimensioni delle singole unità sono 0,25 × 0,25 × × 0,5 pollici (6 × 6 × 12 cm circa); la potenza frigorifera normale è di 0,25 W con una differenza fra le facce opposte di circa 30 °C. La stessa società che produce queste unità, costruisce anche gli strumenti nei quali esse sono incorporate.

1. - PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO

Il funzionamento dei sistemi refrigeranti termoelettrici è basato su due fenomeni strettamente intercorrelati e noti come l'effetto Peltier e l'effetto Seebeck. Ciascuno di questi effetti è l'inverso dell'altro.

2. - EFFETTO PELTIER

Una termocoppia, o più semplicemente una coppia, è un circuito chiuso costituito da due materiali diversi, *A* e *B*. In un tale circuito esiste necessariamente un punto nel quale qualsiasi corrente circolante passa da *A* e *B* ed un altro punto nel quale la corrente passa da *B* ad *A*. Questi due punti sono chiamati giunzioni. Quando passa una corrente continua, in un tale circuito una giunzione assorbe calore mentre l'altra ne libera una pari quantità. Tale fenomeno si chiama effetto Peltier e il sistema può essere considerato una pompa di calore. L'inversione della direzione della corrente provoca l'inversione delle giunzioni calda e fredda. L'apertura del circuito per l'inserzione di una sorgente di tensione o di un terzo materiale non modifica il comportamento delle giunzioni. Un numero qualsiasi di coppie può essere collegato in serie, in tal caso ciascuna coppia del circuito presenta lo stesso fenomeno.

Il calore liberato per effetto Peltier nella giunzione calda non deve essere confuso con quello prodotto nella giunzione stessa per effetto Joule che è proporzionale alla resistenza ed al quadrato della corrente che passa; occorre inoltre ricordare che il calore Joule prodotto nella giunzione fredda deve essere trasferito alla giunzione calda per effetto Peltier. L'effetto Joule rappresenta quindi una limitazione all'impiego di una coppia come pompa di calore. L'effetto della coppia è poi ulteriormente limitato dalla propria conduttanza termica, la quale permette che parte del calore della giunzione

(*) di J. E. BEAN; tradotto da *Industrial Electronics*, Novembre 1962, pag. 110.

calda ritorni verso quella fredda. Tutte le coppie hanno un certo coefficiente Peltier (π) il quale (se misurato in condizioni di temperatura standard) rappresenta il calore assorbito (o liberato) per secondo da una giunzione percorsa da una corrente unitaria.

3. - COEFFICIENTE DI SEEBECK (α)

Il coefficiente di Seebeck è legato al coefficiente Peltier dalla relazione

$\pi = \alpha T$

dove T rappresenta la temperatura assoluta in °K.

Il coefficiente di Seebeck di un certo materiale è definito come la f.e.m. in V per °K generata da una giunzione fra il materiale ed un materiale standard, di solito il piombo. Il segno del coefficiente di Seebeck può essere sia positivo che negativo, secondo la direzione della f.e.m. generata nella giunzione. Il coefficiente globale di Seebeck per due materiali diversi è uguale alla differenza fra i coefficienti propri dei due materiali. Poiché il coefficiente di Seebeck di un materiale o di una coppia è più facile da determinare del coefficiente di Peltier, nei calcoli degli elementi termoelettrici si usa sempre il coefficiente di Seebeck.

4. - CIFRA DI MERITO

A tutti i materiali provati per l'impiego nelle unità refrigeranti termoelettriche si è assegnata una cifra di merito (z) che dipende dal coefficiente di Seebeck, dalla resistenza specifica e dalla conducibilità termica. La cifra di merito è proporzionale all'idoneità del materiale per le applicazioni termoelettriche: quanto più alta è la cifra di merito tanto migliore è il materiale. La cifra di merito di qualsiasi materiale è data dall'espressione:

$$z = \frac{\text{Coefficiente di Seebeck}^2}{\text{Resist. specif.} \times \text{Conducib. term.}}$$

Gli effetti termoelettrici vennero osservati per la prima volta sui metalli, però il loro vantaggio di avere una bassa resistenza specifica è annullato da alti valori della conducibilità termica, in modo che le cifre di merito risultanti sono troppo basse per trovare un impiego pratico. È per questa ragione che l'effetto Peltier è stato finora considerato come una semplice curiosità di laboratorio. Nelle nuove leghe di semiconduttori ora studiate gli alti valori di α ottenuti sono in parte annullati dal prodotto della resistenza per la conducibilità, che tende ad essere relativamente alto, tuttavia le cifre di merito risultanti sono abbastanza alte da permettere la pratica realizzazione del raffreddamento termoelettrico.

5. - CIFRA DI MERITO COMPLESSIVA DI UNA GIUNZIONE

La cifra di merito complessiva di una giunzione fra due materiali diversi può essere considerata come la media fra le due cifre dei due materiali, se i due valori non sono molto diversi il risultato può essere considerato sufficientemente corretto. La migliore cifra di merito complessiva si ha quando i coefficienti di Seebeck sono di segno opposto, come nel caso dei semiconduttori p e n.

6. - SVILUPPO DI MATERIALI

Nonostante siano ben noti i principi fisici dei materiali semiconduttori, è impossibile predire con una certa precisione le caratteristiche dei nuovi materiali prima della loro preparazione. Conseguentemente non si può affermare che il tellururo di bismuto (che attualmente è il migliore materiale per le temperature da -80 °C a $+180$°C) sia il migliore materiale per applicazioni termoelettriche in senso assoluto. Materiali con cifre di merito superiori a 3×10^{-3} per °K sono già stati prodotti, però ancora in piccolissime quantità. Leghe al tellururo di bismuto con cifre di merito da $2{,}5 \cdot 10^{-3}$ a $2{,}9 \cdot 10^{-3}$ per °K vengono invece prodotte in quantità notevoli e vengono impiegate in quasi tutti gli elementi refrigeranti termoelettrici commerciali.

7. - CARATTERISTICHE DEGLI ELEMENTI REFRIGERANTI NORMALI

Se non ci fossero delle perdite in un

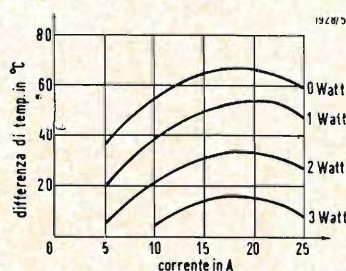



Fig. 2 - Caratteristiche di una unità BT. 4 in condizioni ideali di funzionamento,

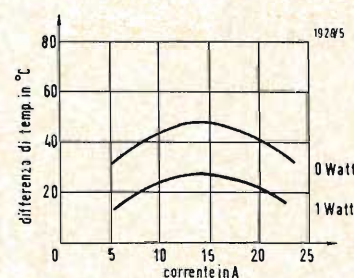



Fig. 3 - Caratteristiche di una unità BT4 in condizioni pratiche di funzionamento.

Fig. 4 - Andamento dei gradienti di temperatura di un complesso pratico di raffreddamento.

elemento refrigerante normale i watt di calore assorbiti dalla superficie fredda sarebbero uguali al prodotto fra il coefficiente di Seebeck, il valore della corrente in A e la temperatura della superficie fredda in °C. In pratica esistono però due tipi di perdite che devono essere detratte per arrivare alla vera potenza refrigerante.

La prima perdita è data dall'effetto Joule. Una metà del calore Joule totale viene dissipata nella parte fredda del dispositivo e deve essere rimossa dall'effetto Peltier. La perdita è uguale a $\frac{1}{2} RI^2$ dove R è la somma di tutte le resistenze elettriche dell'elemento. I difetti di saldatura dei ponticelli di collegamento fra gli elementi semiconduttoti aumentano la resistenza e le perdite per effetto Joule.

Il secondo tipo di perdita è dovuto alla conducibilità termica K esistente fra la faccia fredda e quella calda del dispositivo. La quantità di calore che viene trasmessa attraverso questa via è uguale a $K\Delta T$ dove ΔT è la differenza di temperatura del dispositivo. K è uguale alla somma di tutte le conducibilità termiche dell'elemento, non solo di quelle dei smiconduttori. Una progettazione poco accurata o un cattivo montaggio possono creare delle nuove vie di dispersione del calore. Tali difetti possono quindi portare alla costruzione di unità poco efficienti anche se la cifra di merito dei materiali può essere molto buona.

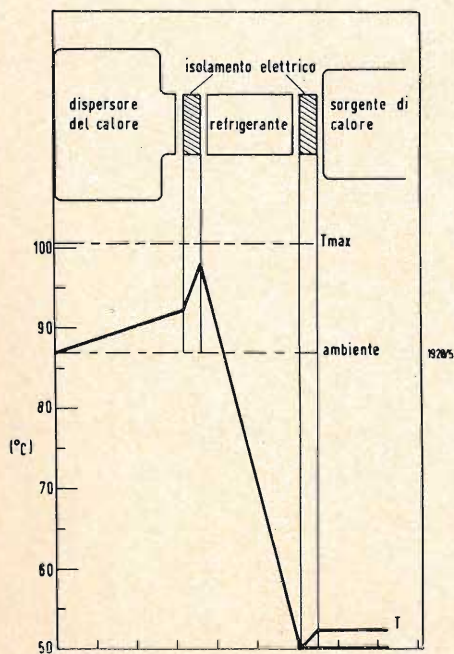
Unendo dei materiali con una cifra di merito di $2{,}5 \times 10^{-3}$ per °C e con una temperatura media di 10 °C si può arrivare ad una differenza di temperatura di circa 75 °C fra le due giunzioni. Con una cifra di merito di 3×10^{-3} per ° C la differenza di temperatura aumenta a 90 °C, si deve però ricordare che questo valore rappresenta la condizione di carico termico nullo, con l'elemento posto nel vuoto e riparato con schermi dalle radiazioni di calore. Si vedrà più avanti che queste differenze di temperatura non possono essere raggiunte nelle applicazioni pratiche.

Per quanto riguarda l'utilizzatore, una unità refrigerante termoelettrica è costituita da un piccolo blocco fornito di due collegamenti elettrici. Se questi due collegamenti vengono collegati ad una sorgente adatta e si fa passare una corrente nell'unità, si assorbe del calore dalla faccia fredda e lo si trasferisce alla calda. Invertendo la direzione della corrente si possono invertire le funzioni delle due facce. Il trasferimento del calore provoca una differenza di temperatura fra le due facce, ed il valore di tale differenza dipende dal valore della corrente, ciò rende tali elementi particolarmente adatti all'uso nei sistemi di controllo proporzionali. L'unità può quindi essere considerata una pompa di calore nella quale le variazioni di entropia degli elettroni possono essere confrontate con le variazioni di stato del refrigerante nelle pompe di calore a compressione o ad assorbimento. L'unità refrigerante termoelettrica può essere accoppiata a qualche massa ed usata per aspirare il calore e produrre un abbassamento della temperatura. La relazione fra il valore della corrente e la differenza di temperatura per vari valori della potenza è indicata nella fig. 2.

La quantità totale di calore generata dalla faccia calda dell'unità comprende i watt assorbiti dall'intorno della faccia calda più la potenza dissipata uguale a RI^2. Per potere disperdere tale calore senza fare aumentare eccessivamente la temperatura della faccia calda, bisogna accoppiare quest'ultima ad uno scambiatore di calore. Nelle applicazioni pratiche l'unità refrigerante verrà quindi sempre inserita fra la massa da raffreddare (sorgente di calore) e un dispersore del calore. Per garantire la massima efficienza nella trasmissione del calore fra le parti componenti del complesso l'accoppiamento termico deve essere il più stretto possibile, però i ponticelli di collegamento devono essere elettricamente isolati rispetto alla sorgente di calore ed al dispersore per evitare dei cortocircuiti. Con ciò si introducono inevitabilmente delle resistenze termiche che riducono la differenza di temperatura utile fra la sorgente e l'ambiente. L'effetto della resistenza termica di un elemento pratico può essere valutato confrontando le curve della fig. 2 con quelle della fig. 3. La fig. 4 illustra invece l'andamento della temperatura nella catena termica, in essa si può notare bene l'effetto nocivo dell'isolamento elettrico.

8. - VALORI DI CORRENTE E TENSIONE

La maggior parte degli elementi refrigeranti commercialmente disponibili sono ad alta corrente e bassa tensione (A e mV). In molte applicazioni, specialmente nei sistemi elettronici, sarebbe preferibile avere degli elementi a bassa corrente e alta tensione. Per una data potenza frigorifera il numero di coppie necessarie è inversamente proporzionale al valore ottimo della corrente applicata. Quindi un elemento a quattro coppie, con una potenza frigorifera di 1 W, che richiede 10 A e 500 mV, potrebbe essere sostituito con un elemento a 40 coppie che richiederebbe 1A e 5V. Tuttavia siccome il costo delle unità termoelettriche dipende più dal numero delle coppie che dagli altri fattori, un dispositivo a bassa corrente è inevitabilmente più costoso di un apparecchio ad alta corrente di pari potenza refrigerante, anche se la produzione di tale apparecchio non presenta maggiori difficoltà.

(il testo segue a pag. 319)

Afganistan

Il terzo programma giornaliero in lingua inglese irradiato da Radio Kabul è stato portato alle ore 16.00-16.30. Detto programma è annunciato su 4775 kHz ma la misurazione di ricezione, sufficientemente buona, è di 4800 kHz.

Albania

Il programma francese da Radio Tirana è il seguente: 19.00-19.30 su 1088, 7092 kHz; 22.00-22.30 su 1088, 7092, 9677 kHz. Il programma italiano viene trasmesso alle seguenti ore: 16.30-17.00 su 275, 7, 31 metri; 21.30-22.00 su 31, 42.30, 275,7 metri; 07.30-07.40 su 275,7, 31 metri.

Argentina

Da Buenos Aires il servizio estero di Radio El Mundo viene trasmesso dalle ore 03.00-04.50 su 6120 e 9710 kHz, ripetuto dalle ore 12.30 alle ore 14.20 su 9660 e 15290 kHz.

Australia

Radio Australia è entrata nel periodo invernale ed il programma diretto alla Europa viene irradiato dalle ore 07.00-08.30 su 9570 e 11710 kHz. Il programma DX diretto ai radioamatori dell'Europa viene irradiato alle ore 08.15.

Brasile

Una nuova stazione è entrata in aria nel Brasile da Pratolina (Pernambuco) « A Voz de Sao Francisco » su 5025 kHz (indicativo di chiamata ZYK 41 - 1 kW) e 730 kHz (in dicativo di chiamata ZYK 40 - 5 kW). I programmi sono i seguenti: 15.00-18.00. 21.00-02.30 nei giorni feriali mentre alla domenica le stazioni sono in aria con il seguente programma orario: 14.00-17.15, 19.45-02.30.

Canada

I programmi dal Canada (Montreal) dal 5 Maggio vengono irradiati come segue (in direzione Europa): 12.30 Ceco su 17,72, 15,32, 11,72 MHz; 14.00 Polacco, 14,30 L'angolo del radioascoltatore; 15.00 Ucraino; 15.30 Russo; 16.45 Ungherese; 17.00 Slovacco; 17.15 Ceco (sempre sulle stesse frequenze); 18.15 Polacco e 19.00 Tedesco su 15.32, 11,72, 9,63 MHz. Un secondo programma dal Canadà viene trasmesso nelle ore serali diretto all'Europa: 21.00-21.45 francese e 21.45 Inglese su 15,32, 11,72, 9,63 MHz.

Cina

Siamo sicuri di dire la verità, solo la verità nient'altro che la verità! Radio Pechino emette in italiano alle seguenti ore 20.00-20.30 e 21.00- 21.30 sulle seguenti lunghezze d'onda: ore 20.00, metri 24,88-30,76-40,90-41,78-48,98 e ore 21.00, metri 24,88-30,68-40,90-41,78-48,98. Con ciò rispondiamo al signor Wesser Olap Raul che aveva letta la notizia e non ci credeva. Siamo stati all'ascolto sulle frequenquenze da noi segnalate, e confermate, ed il risultato è stato il seguente: ascolto perfetto sulle lunghezze d'onda di metri 30,66 e 41,78. Quando diciamo perfetto ci riferiamo al codice SINPO che ci dà un valore di: Strength 4, Interference 3, Noise 3, Propagation disturb 3, overall merit 4 per la prima lunghezza d'onda e di 4-4-5-3-4 per la seconda lunghezza d'onda. Tenendo conto che la ricezione viene effettuata ad un punto di distanza pari ad 8000 chilometri con un apparecchio GELOSO 702 — antenna filare interna, possiamo essere soddisfatti. Non sappiamo Lei che apparecchio impieghi per tale ricezione ma se a Milano tali stazioni si ricevono con un transistor HITACHI WH-817 dobbiamo pensare che Lei non ha un apparecchio adatto. Comunque tenga conto che l'ora segnalata è italiana e non GMT (quindi GMT + 1). Comunque possiamo segnalarLe alcune stazioni regionali cinesi e la loro frequenza: Amoy (4835 kHz - 5 kW), Canton (2360, 3205, 5050 kHz 50 kW), Chang-cha (2420 kHz - 5 kW), Chung-king (2330 kHz - 10 kW), Foo-Chow (3375 kHz - 1 kW), Kiung-Shan (3315 kHz - 5 kW), Kun-Ming (2390, 3242, 4770 kHz - 20 kW), Kweyang (3385 kHz - 5 kW), Nang-Chang (2460 kHz - 1 kW), Nanning (5030 kHz - 20 kW), Sichan (2480 kHz,- 1 kW), Yung-ning (2310, 3268 - 20 kW). Di queste, con tutta la nostra pazienza siamo riusciti ad intercettare ed in cinese-inglese solo Canton in Dicembre 1962.

Congo

Radio Stanleiville ora è in aria dalle ore 05.00 alle ore 07.30 (domenica 08.00); 11.00-13.30 (Domenica e Lunedì 14.00); 16.30-21.00 su 6085 kHz (10 kW).

* * *

La radiodiffusione Congolose ha inaugurato un nuovo servizio in lingua italiana tra le 23.00 e le 23.15. Occasionalmente questa trasmissione è seguita da un programma di musiche originali congolesi annunciate in italiano fino alle ore 23.30. Non abbiamo saputo la frequenza esatta ma pensiamo che essa possa essere: 15450 (19.42) oppure 11795 (25,43). Gradiremmo rapporti di ricezione.

Cuba

Radio Avana trasmette per il bacino del Mediterraneo dalle ore 07.30-08.30 su 9555 kHz. Ha inglese su 11865 kHz dalle ore 21.30 alle 22.30.

Germania Occidentale

« Radio Liberation » attualmente opera sulle frequenze seguenti: 3990, 6125, 7220, 7170, 9565, 9660, 11935, 15340, 15370 kHz.

Giappone

La frequenza di 11705 usata da Radio Tokio diretta all'Europa dalle ore 07.15 alle ore 09.45 è stata rimpiazzata da una frequenza sul canale dei 17 MHz. Questa informazione vale dal 5 maggio.

Gran Bretagna

L'osservatorio Reale di Greenwich trasmette dal 1° Marzo 1963 i segnali orari come segue: 04.00-16.00 su 16 kHz; 10.00 su 16, 13555, 17685 KHz; 21.00 su 16, 7397.5, 13555 kHz.

Guinea Spagnola

Santa Isabel ha trasferito la frequenza da 6240 a 6250 kHz per evitare le interferenze con Radio Budapest.

Indonesia

Il servizio estero di Radio Djakarta avviene alle seguenti ore: 12.00-17.30 su 9585, 17865 kHz.

Isola dell'Ascensione

Secondo un annuncio dato dalla B.B.C. è in costruzione nell'isola una trasmittente ad alta potenza per onde corte per consentire la ritrasmissione dei programmi di Radio Londra in una posizione a 700 miglia a Sud di Sant'Elena.

Malaya

La Voce della Malaya (trasmissione oltre mare di radio Malaya) è in aria alle 00.30-02.00 e 08.00-09.30 su 6105, 6135, 11900 kHz in inglese 01.00-01.30, 08.30-09.00; in indonesiano 00.30-01.00, 09.00-09.30; in cinese (mandarino) 01.30-02.00, 08.00-08.30.

Monaco

Da Radio Montecarlo la Trans World Radio emette in tedesco alle 12.30 su 7260 kHz; 17. 35 su 5965 kHz; 20.00 su 5950 KHz.

Norvegia

Dovuto alle scarse condizioni di propagazione ed alla bassa attività solare Radio Norvegia trasmette in direzione Nord-Ovest tra le 02.00 e le 05.00 un programma durante la stagione estiva diretto al Nord-Atlantico, Groenlandia e Caràibi avranno la loro emissione per le 16.00-17.30 ed il Madagascar e Africa sud-orientale alle ore 18.30.

Nuove Ebridi

La trasmittente di Fort Vila su 3277 (indicativo di chiamata YJB - 1kW) è schedata dalle ore 19.00-23.00, 00.00-05.00, 07.00-13.00

Olanda

La scheda dei programmi ad onda corta trasmessi dall'Olanda è la seguente: 08.00-08.50 diretta all'Australia, Nuova Zelanda, Area del Pacifico su 25 e 31 metri; 15.00-15.50 diretta al Sud dell'Asia su 16, 19 metri; 20.30-21.20 diretta all'Africa ed all'Europa su 16, 19, 25 e 49,83 m; 22.30-23.20 diretta all'Europa e Nord America su 19, 25 e 49.83 m; 02.30-03.20 diretta verso il Nord America su 31, 49 m. Le frequenze possibili corrispondenti sono le seguenti: 16,82, 16,84, 16,88, 19,43, 19,45, 19,71, 25,71, 25,10, 25,42, 25,47, 25,58, 25,62, 31,15, 31,28, 49,30, 49, 71, 49,79, 49,83 metri. Tutti i programmi sono in lingua inglese.

Polonia

I programmi italiani da Radio Varsavia sono stati accresciuti con un programma, in onda al martedì e venerdì sera dalle 19.30-20.00 su 31 e 42 metri, di concerto.

Repubblica Araba Unita

La Radiodiffusione della R.A.U. — Programma italiano di oltremare — via Cherif-fein 4 — Il Cairo — ci invia il suo programma settimanale: 19.30-20.30 su 9495 kHz (31,60 m) e 11915 kHz (25.18 m), 19.30 segnale orario, 20.00 notiziario, 20.27 riassunto delle principali notizie del giorno. Al lunedì: 19.32 Riflettori sul Cairo, 20.15 L'angolo del filatelico. Martedì: 19.40 Radio Quiz. Mercoledì: 19.32 e 20.10 Un disco per Voi. Giovedì: Il racconto della settimana alle ore 19.32 e guardiamoci intorno alle ore 20.10 Venerdì: 19.35 Casella postale. Domenica: 19.32 Voci dall'oltremare.

Siria

Radio Damasco trasmette su 710, 863, 15165 kHz in inglese dalle ore 18.00 alle 19.00 ed in francese dalle ore 19.00 alle ore 23.00 La trasmissione del bollettino di notizie in francese avviene alle ore 19.15 ed in inglese alle ore 18.15.

Somalia

Da Radio Gibuti i programmi sono segnalati come segue: 04.45-06.00 (francese fino alle ore 05.15 poi in arabo), 10.00-12.30 (francese 10.00 - arabo 10.30 - afar 11.00 - somali 11.45), 15.00-21.00 (somali 15.00 - afar 16.00 - arabo 17.00 - francese 17.30 - arabo 20.00) nei giorni feriali. Alla domenica i programmi vengono irradiati come segue: 08.00-09.15 arabo 09.15-11.30 francese, 11.30-12.15 afar, 12.15-13.00 somali, 15.00-21.00 come nei giorni feriali. Le frequenze esatte sono le seguenti: 1538, 4780, 600 kHz. Rapporti di ricezione potranno essere trasmessi al seguente indirizzo: Radio Gibuti Post Box 97 - Gibuti.

P. N.

Caratteristiche elettriche del diamante tipo II b*

È OPINIONE comune che il diamante sia un isolante, a temperatura ambiente. Invero sono noti due tipi di diamanti, classificati come I e II. Nel 1952 fu proposta una ulteriore suddivisione, in IIa e IIb. Il tipo IIa è un isolante (resistenza dell'ordine di 10^{16} Ω cm) mentre il tipo IIb è un semiconduttore. Sebbene questa semiconduttività venga generalmente attribuita a impurità, si tende a vederne la causa primaria in certi tipi di imperfezione del cristallo.

1. - CONDUTTIVITÀ UNIDIREZIONALE DEL DIAMANTE TIPO IIb

In quanto segue si mostra che in una gamma di temperature poco al di sopra della temperatura ambiente il diamante tipo IIb presenta una conducibilità che è funzione della temperatura, più esattamente è una funzione esponenziale di — W/2kT (temperatura assoluta)
L'intervallo di energia fra il livello della imperfezione e la gamma di conduzione (o la gamma di valenza, secondo i casi) del diamante esaminato nelle prove di laboratorio fu trovata di 0,7 eV, che è all'incirca eguale a quella del germanio nella regione intrinseca e che è notevolmente inferiore all'intervallo di energia dei diamanti nella regione intrinseca (6 eV circa.).
Le dimensioni del diamante in prova (che proveniva dalla Premier Mine del Sudafrica) era di 6,5 mm × 2 mm × × 1,9 mm. Sulle due faccie di 6,5 × 2 fu depositato un sottile strato di argento, poi il pezzo fu bloccato fra due elettrodi di argento e vi fu applicata la tensione costante di 25 V.
Il diamante col suo sostegno fu collocato in un forno. Furono rilevate le temperature di prova (assolute) e le correnti assorbite (mA); di qui, applicando la legge di Ohm si sono calcolate le resistenze del campione, nonchè $1/T$ e $\log R$. Venne poi calcolato l'intervallo di energia W da un grafico di $\log R$ in funzione di $1/T$ con la formula:

$$\varrho = A\, e^{-\frac{W}{2kT}}$$

in cui ϱ è la resistività, A è una costante e k è la costante di Boltzmann. Alla temperatura di 293,3° assoluti risultò $\varrho = 7{,}1\ 10^5\ \Omega$ cm.
Le osservazioni erano complicate dal

(*) Estratto da: H. B. DYER e P. T. WEDEPOHL; *Proc. of the Physical Society*, B., Vol. LXIX, pag. 410 sgg., 1956 (Gran Bretagna); G. F. H. CUSTERS, *Nature*, vol. 176, pag. 173, 23 luglio 1955; P. T. WEDEPOHL, *Proc. of the Physical Society*, B, vol. LXX, pag. 177, 1957 (Gran Bretagna); (di G.B. Rogers e F.A. Hall del Laboratorio di Ricerche di Johannesburg; *Rev. of Scientific Instr.* giugno 1960, vol. 31, n° 6 pagg. 663/664. U.S.A.)

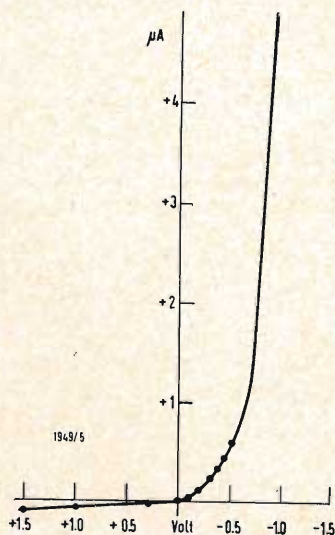



Fig. 1 - Caratteristica di rettificazione a bassa tensione.

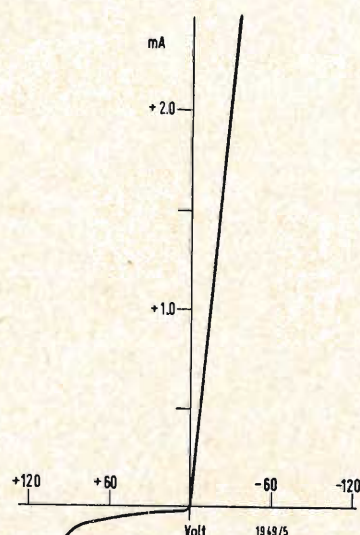



Fig. 2 - Caratteristica di rettificazione ad alta tensione.

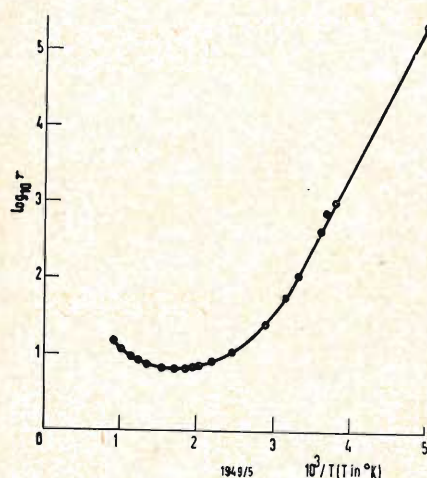



Fig. 3 - Resistenza del diamante tipo IIb (in logaritmo decimale) in funzione dell'inverso della temperatura assoluta.

fatto che, applicando la tensione di, 25V la corrente presentò una salita a un certo valore iniziale, seguita da una discesa di alcuni percento. Il valore finale fu misurato dopo alcuni secondi e fu usato per tracciare il grafico. Questa caduta, più sentita alle correnti più alte, era dovuta con ogni probabilità a una polarizzazione o a un effetto di carica spaziale.

I rilievi furono ottenuti partendo da 18,7 °C e facendo aumentare gradualmente la temperatura. Procedendo per temperature descrescenti si trovò una isteresi, poiché il grafico di $i = f(T)$ risultò spostato nella direzione delle i. Lo scarto fu del 21% a 30 °C, mentre il forno veniva raffreddato dal contatto con l'aria della stanza. L'isteresi significa che gli elettroni sono soggetti a un ritardo nel ricadere a un livello inferiore. Tuttavia lasciando a temperatura ambiente, il suo stato iniziale fu completamente riacquistato col tempo ciò che dimostra che la conduttività è puramente elettronica.

Con 25 V applicati, passando da 291,9° a 323,1 °K (18,6° a 49,8 °C) la corrente crebbe da 0,236 a 0,868 mA; la corrispondente variazione di resistenza fu da 10,59 a 2,88 μΩ Nella gamma detta vennero effettuati 16 rilievi.

Il diamante può essere usato come rettificatore a cristallo, come venne verificato misurando la corrente diretta e quella inversa dopo aver coperto di uno strato di argento un lato del diamante e aver disposto un contatto a punta dalla parte opposta. A 200 °C con 5 V applicati si ebbero 100 μA di corrente diretta e praticamente corrente inversa nulla. A 125 V si ebbero alcuni mA. Questo non deve stupire quando si pensi che alcuni diamanti di 10 A con 125 V applicati. Si presentano però dei sintomi che fanno credere che a queste correnti così intense si producano modificazioni permanenti.

Abbiamo anche verificato che tutti i diamanti azzurri sono del tipo IIb; ci sono però diamanti di questo tipo che non sono azzurri. Il diamante su cui abbiamo eseguito le prove era leggermente brunastro.

Due diamanti azzurri sono stati sottoposti ad analisi spettroscopica; l'unica impurità trovata è stato il silicio. Poichè questo elemento ha valenza quattro poteva ben poco agire sia da donatore che da accettore.

Blackwell e Sutherland sono del parere che il diamante tipo II è un diamante normale puro, mentre tutti i diamanti tipo I avrebbero delle impurità o delle imperfezioni di struttura che renderebbe conto delle anomalie presentate. In una seconda pubblicazione, Sutherland Blackwell e Simeral dettero ulteriori prove della perfezione del diamante tipo II, in base a misure spettrografiche. Il diamante provato da noi, per la sua trasparenza all'ultravioletto, sarebbe del tipo IIS, secondo la nomenclatura di Sutherland, ma non è un cristallo perfetto e neppure un diamante chimicamente puro.

Lark-Horovitz e collaboratori hanno mostrato che un disordine nel reticolo può produrre una conduttività di tipo p poichè i difetti del reticolo agirebbero come accettori. J. L. Brophy, studiando l'effetto Hall su un diamante semiconduttore azzurro conclude che il campione r era del tipo p su tutta la gamma di temperatura da-40° a+60 °C. Egli accertò una energia di attivazione di 0,35 e V; lo stesso risultato fu trovato in un diamante studiato da Leivo e Smoluchowski.

2. - PROPRIETÀ ELETTRICHE E OTTICHE DEI DIAMANTI TIPO IIb

Nel 1952 Custers scoprì che alcuni diamanti trasparenti ai raggi ultravioletti (tipo II) erano anche semiconduttori. Egli li chiamò tipo IIb. In prosieguo parecchi scienziati hanno studiato le proprietà ottiche e elettriche dei diamanti tipo IIb. (Leivo e Smoluchowsky nel 1955, Custers nel 1955, Brophy nello stesso anno, Austin e Wolfe nel 1956, Dyer e Wedepohl nel 1956). In ogni studio, si usò un solo campione.

Viene qui riferito su misure del coefficiente di Hall, della resistività e del coefficiente di assorbimento all'infrarosso, eseguite su sei diamanti tipo IIb, per indagare eventuali correlazioni fra queste proprietà. Tutti i campioni erano semiconduttori di tipo p e avevano resistività di massa compresa fra 50 e 1200 Ω . cm a temperatura ambiente. Tutti i campioni erano stati tagliati in blocchetti rettango ari di circa 4 × × 2 × 2 mm.

Le misure vennero eseguite in funzione della temperatura fra 200 e 800 gradi Kelvin. Dalle misure sono state calcolate la massa effettiva dei portatori di cariche, la concentrazione dei centri donatori e accettori, l'energia di attivazione degli accettori (prossima a 0,34 eV) e la dipendenza dalla temperatura della mobilità di Hall. Alle alte temperature questa mobilità varia con la potenza (negativa) — 2,8 della temperatura assoluta.

L'intensità relativa di certi picchi nello spettro di assorbimento dell'infrarosso, è uguale nei vari campioni. Se ne conclude che i picchi sono dovuti allo stesso centro. Questi picchi non si trovano nei diamanti tipo I e tipo IIa. C'è una stretta correlazione fra l'intensità del picco massimo, di 0,346 eV, e il numero dei livelli di accettori vacanti a temperatura ambiente. Se ne conclude che il centro che dà origine ai picchi è legato anche alla conduzione.

3. - MISURAZIONI ELETTRICHE SU DIAMANTI DI TIPO IIb

La maggioranza dei diamanti sono ottimi isolanti, avendo resistività del-

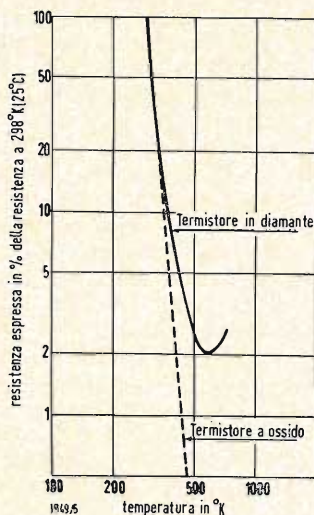



Fig. 4 - Diagrammi bilogaritmici « variazione di resistenza in funzione della temperatura » di un diamante semiconduttore e di un termistore a ossido, messi a confronto (Ascisse: temperature assolute; ordinate: aumenti percentuali di resistenza rispetto al valore a 25 °C (298 °K).

Fig. 5 - Attacco dei conduttori. Cappio di eutettico, spiralizzato verso l'interno; cappio di platino spiralizzato verso l'esterno.

l'ordine di 10^{16} Ω.cm a temperatura ambiente. Tuttavia negli ultimi anni è stato dimostrato che certi diamanti sono semiconduttori a temperatura ambiente (Custers). Essi sono di solito azzurri, ma non sempre, e da Custers sono stati classificati come diamanti tipo IIb. Descriviamo delle misurazioni elettriche effettuate su detti diamanti. Sono state studiate le relazioni fra corrente e tensione applicata a un contatto metallo-diamante, sia con basse tensioni continue, sia con tensioni alternate relativamente alte. Le misure in c.c. sono state fatte potenziometricamente, quelle in c.a. sono state eseguite sullo schermo di un oscilloscopio. (v. figg. 1 e 2).

Per il contatto rettificante fu usato un sottile filo di tungsteno, il contatto di base del cristallo fu realizzato con uno strato di argento evaporato. Soltanto in certi punti del diamante la resistenza era abbastanza bassa da poter essere misurata. Il segno ci dice che la conduzione è prevalentemente di tipo *p*. A un volt il rapporto fra le conduzioni era di 60′ fra 60 e 70 V c'è un interruzione della rettificazione.

3.1. - Validità della legge di Ohm.

Per due campioni si è sperimentata la validità della legge di Ohm con tensioni applicate basse. Fu adottato il noto « metodo del campione ».

Si misurarono potenziometricamente la corrente passante per il diamante e la tensione fra i campioni. Il grafico della corrente in funzione della tensione era rigorosamente lineare mostrando così la validità della legge di Ohm nel campo delle tensioni applicate. (da zero a 4 V). L'omogeneità del campione venne saggiata facendo delle letture a temperatura ambiente della d.d.p. sul resistore campione e della corrente, a diverse e note distanze del resistore tarato, e calcolando i valori della resistività. Questa fu trovata essere 80 Ω · cm ± 10%V, supponendo costante la sezione trasversale. Il campo di incertezza sulle misure non è dovuto, riteniamo, a inomogeneità del campione, giacchè le variazioni di sezione insieme agli errori di misura sono sufficienti a giustificare variazioni o scarti dell'ordine di grandezza indicato.

3.2. - Variazioni della resistività con la temperatura

È stata misurata la resistenza complessiva o di massa di uno dei campioni, D106, fra i 200° e i 1040° K. Si è ancora usato il metodo potenziometrico con resistore campione, tenendosi nei limiti di tensione applicata in cui era già stata verificata la linearità. Un diagramma di $\log_{10} r$ in funzione di $1/T$ (r: resistenza misurata, T: temperatura assoluta) è lineare fra 200° e 290° e mostra un minimo della resistenza intorno a 590 °K (v. fig. 3). La pendenza della zona lineare della curva dà il legame fra $2\,K \times \log_{10} r$ e $1/T$ e consente di calcolare il valore dell'energia, in 0,77 eV (nella formola, k è la costante di Boltzman). Questo valore è funzione della energia di attivazione ma non deve essere considerato eguale a questa energia.

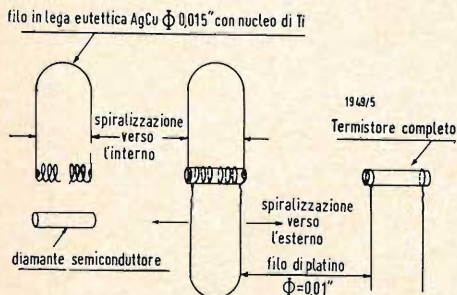
3.3. - Coefficiente di Hall

Misure preliminari sul campione D106 del coefficiente di Hall fatte a temperatura ambiente avevano mostrato che la conduzione era del tipo *p*. La concentrazione dei portatori, supposta essere la conduzione esclusivamente di tipo *p*, risultò di 8×10^{13} portatori per cm^3. Su un totale di 8 campioni provati è stata trovata una correlazione fra conduttività e intensità del colore azzurro. È stato dimostrato da Clark, Ditchburn e Dyer nel 1956 che il colore azzurro è dovuto a una banda di una serie di bande spettroscopiche che si estendono nel l'infrarosso e che si osservano solo nei diamanti tipo IIb. Misure accurate di queste bande eseguite su quattro campioni hanno mostrato che la conduttività a temperatura ambiente è collegata alla intensità delle bande dell'infrarosso.

4. - DIAMANTI SEMICONDUTTORI USATI COME TERMISTORI

Gli usuali termistori, fatti di ossidi sinterizzati, si sono largamente diffusi nella strumentazione, però in questo campo presentano delle limitazioni, soprattutto per la loro insufficiente stabilità in condizioni di servizio gravose, come il contatto con fluidi corrosivi, pressioni elevate ambienti, ecc. Il racchiuderli in una capsula non è una soluzione completamente soddisfacente in quanto ne risultano sfavorevolmente influenzate la possibilità di dissipazione e la costante di tempo termica. Recentemente è stato sviluppato un nuovo tipo di termistore del tutto diverso. Esso è costituito con diamante semiconduttore e si pensa che la sua utilità si presenti essenzialmente in difficili condizioni ambientali, giacchè come è noto il diamante è resistentissimo alla corrosione e all'abrasione. Meno nota è la sua ottima conducibilità termica (migliore di quella del rame a temperatura ordinaria) e il suo basso calore specifico. Per conseguenza non va soggetto a ricottura eccetto che alle altissime temperature, e sopporta le più alte pressioni.

Il diamante semiconduttore ha coefficiente termico di resistenza negativo al di sotto dei 350 ° C. In fig. 4 si vede il diagramma resistenza-temperatura di un termistore del genere, confrontato a quello di un resistore a ossido. Il coefficiente termico di resistenza è minore di quello dei termistori a ossido sulla stessa gamma di temperature, e de-

cresce più rapidamente quando la temperatura supera i 350 °C ma, è tuttavia più grande di quello delle resistenze di platino per termometri, fino a 250 °C. A parità di dimensioni i termistori in diamante dovrebbero mostrare una migliore risposta di quelli a ossido, se usati come sonde di temperatura, a causa della loro ottima conducibilità termica.

I termistori sono stati fatti con cilindretti di diamante della dimensione desiderata ricavati per foratura dalla pietra madre. I collegamenti elettrici sono effettuati come in fig. 5. Alle estremità del cilindro di diamante sono serrati due piccoli cappi di filo di eutettico rame-argento con nucleo di titanio (12% in peso); il filo ha il diametro di 0,015 pollici (0,4 mm); vengono pure attaccati due cappi di filo di platino da 0,01 pollici (0,266 mm circa) spiralizzati verso l'esterno del cappio. L'insieme è riscaldato a 1200 °C in un ambiente di argo per circa un minuto poi lasciato raffreddare nello stesso gas. La lega titanio-argento-rame si fissa al diamante e vi blocca i fili di platino. Bisogna badare che un eccesso di metallo non faccia da ponte al diamante. Se però risultasse una pellicola di metallo, essa potrebbe venir fatta evaporare facendo passare attraverso il termistore una corrente sufficiente a portarlo al rosso, in un ambiente di gas inerte.

La resistenza di cilindretti, delle dimensioni tipiche di 4 mm per 0,5 mm di diametro, si aggira, a temperatura ambiente, fra 500 e 150 000 Ω, e i contatti preparati nel modo detto sono stabili, robusti, di bassa resistenza e puramente ohmici.

Unità refrigeranti termoelettriche

(segue da pag. 314)

9. - REFRIGERANTI IN CASCATA

Dalle curve della fig. 2 si può vedere che per una determinata unità refrigerante esiste un limite alla massima differenza di temperatura che si può ottenere fra le due facce, e ciò si può ottenere solo se si applica la corrente ottima ed il carico termico è nullo. Per un dato carico termico la massima differenza di temperatura si può raggiungere solo aumentando il numero delle coppie e distribuendo fra loro il carico termico. Però anche così la massima differenza di temperatura non può superare il limite determinato dal tipo di elemento impiegato. Differenze di temperatura superiori al massimo indicato dalle curve della fig. 2 possono essere ottenute solo impiegando due o più elementi in cascata (cioè con il funzionamento termico in serie nel quale la faccia calda di una unità viene accoppiata con la faccia fredda di un'altra unità e così via fino a quando l'ultima faccia calda è collegata ad un dispersore termico). La differenza di temperatura fra le estremità di tutto il complesso è allora uguale alle differenze fra le singole unità. Un grave inconveniente è costituito dal costo e dal rendimento, in quanto le potenze frigorifere dei vari elementi in serie devono stare nel rapporto 1-5-25-125... ecc. *A*

Previsioni di mercato futuro

(segue da pag. 289)

medio per abitante, cioè una quadruplicazione in termini di spesa complessiva, per abitante per beni durevoli.

Queste prospettive dischiudono orizzonti particolarmente interessanti nel nostro settore della radio-televisione che incide in misura non trascurabile nella voce dei beni durevoli domestici.

Infatti è stato accertato mediante sistematiche indagini statistiche, che in un centro urbano di medio benessere, il 45% delle famiglie possiede il televisore, il 17% il giradischi, il 78% la radio normale ed il 13% la radio portatile a transistori.

E' già un buon quadro consolante ed indicativo delle enormi possibilità di mercato che si affacciano in un prossimo futuro.

Se a ciò aggiungiamo le brillanti prospettive che si presentano con la TV a colori, anch'essa proiettata nel prossimo futuro, non è difficile prevedere felici giorni di prosperità per la nostra industria.

A.

La Germania Federale destina il 2,1% del reddito nazionale alla ricerca scientifica

Nei sette anni che vanno dal 1955 al 1962 le sovvenzioni del Governo Federale Tedesco per l'incremento degli studi e delle ricerche scientifiche sono salite, dalla somma annua di 165,7 milioni di DM, a oltre un miliardo. Come è stato reso noto dal « Ministro federale per ricerche scientifiche » soltanto nel periodo che va dal 1959 al 1962 la quota destinata alle ricerche scientifiche nel bilancio della Repubblica Federale è salita da 0,5% a 1,8%. Dopo le aggiunte fatte dal bilancio 1962 la quota è salita adesso a 2,1%. I contributi dei Länder e delle istituzioni pubbliche sono saliti dal 1955 dalla somma di 870 milioni a 2,1 miliardi di DM. (*i.s.*)

dott. ing. Antonio Contoni

Rassegna dei metodi correnti per la valutazione della senzazione auditiva*

Supponendo note al lettore la costituzione dell'orecchio umano e le curve di eguale livello sonoro di Flechter e Munson, perchè ripetutamente pubblicate anche su queste colonne, prenderemo le mosse da tali curve per poi passare in rivista i principali metodi attuali di determinazione della sensazione auditiva.

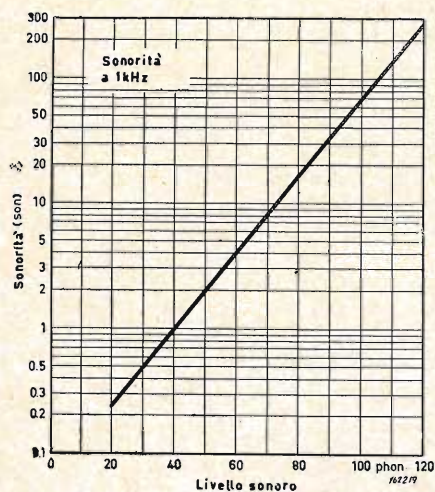



Fig. 1 - Relazione fra intensità sonora in son e livello di sonorità in phon. Secondo la Raccomandazione ISO/R131-1959 (*E*) dell'I.S.O. la relazione può essere scritta $S = 2\,(P - 40)/10$ per livelli sonori compresi fra 20 e 120 phon.

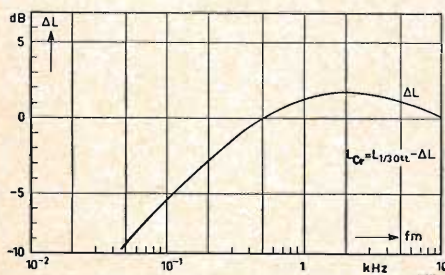



Fig. 2 - Curva di correzione che mette in relazione i dati a 1/3 di ottava con le bande critiche (Reichardt).

RIFERENDOCI agli audiogrammi di Flechter e Munson, si osserva che se un suono subisce una variazione di intensità tale che un ascoltatore lo percepisca con intensità doppia, l'aumento sulla scala in dB (livello della pressione sonora rispetto a 2.10^{-4} μ bar) non è uguale al fattore 2. Entro la maggior parte della gamma acustica l'incremento è approssimativamente di 10 dB.

Per ricavare una scala utile e pratica si sono istituite numerose esperienze da parte del Flechter, che suggeriva una curva fornente la relazione fra livelli di intensità sonora in dB (a 1000 Hz) e la sensazione di intensità soggettivamente giudicata.

Indagini hanno mostrato che con buona approssimazione la relazione fra livello sonoro (in phon) e sonorità (in son) si può ritenere lineare entro il campo di livelli sonori comunemente verificabili in pratica (20 ÷ 120 phon) v. fig. 1. In questo intervallo una variazione di 2 a 1 nella sensazione corrisponde approssimativamente ad una variazione di livello dell'intensità del suono di 10 dB (phon), per cui si raccomanda generalmente (ISO - Raccomandazioni ISO/R131-1959(E)) di usare questo diagramma per eseguire le stime di livelli sonori.

Ciò ha condotto all'audiogramma il Flechter e Munson, che dà in funzione della frequenza la percezione umana di toni puri.

Ora, se un suono complesso risulta dalla combinazione di note pure, la sensazione dell'uomo è determinata, non solo dall'intensità e dall'altezza del suono, ma anche da un terzo fattore: il timbro. Quest'ultimo dipende dal contenuto di armoniche del suono e dal suo comportamento transitorio (e quindi anche, in un certo grado, dalla relazione di fase fra i vari componenti del suono). Un vasto lavoro di ricerca è stato fatto per rendere possibile la misura e/o il calcolo di questo effetto, così anche per metterlo in conto nelle misure di disturbi e rumorosità.

Le ricerche di Zwicker e Feldtkeller e Zwicker, di Flottorp e Stevens hanno mostrato l'esistenza di certe bande « critiche » di frequenza (in tedesco: Frequenzgruppen) e che vi è una relazione definita fra queste bande e la massima vibrazione della membrana basilare dell'orecchio. Secondo questi risultati essi hanno suddiviso il campo « principale » di frequenze udibili in 24 bande critiche, v. tabella 1.

Entro una banda critica l'intensità del suono è essenzialmente proporzionale al valore efficace della pressione sonora, mentre le intensità delle varie bande si sommano insieme in accordo a vari sistemi diversi. Lo Zwicker ha immaginato un metodo per sommare le intensità delle diverse bande insieme, prendendo in considerazione anche un quarto fattore; l'effetto di mascheramento.

Non esiste oggi in commercio nessun analizzatore di frequenza che divida lo spettro nelle bande critiche previste dalla tab. 1, perciò si è compilato un gruppo di curve di correzione, che mettono in relazione i ben noti analizzatori di frequenza a bande 1/3 di ottava, colle bande critiche. Dall'esame della tab. 1 e delle curve di correzione (fig. 2), ri rileva che le larghezze di banda degli analizzatori di frequenza a 1/3 di ottava, si adattano molto da vicino

(*) di J. T. Broch; rielaborato da *Technical Review*, Bruel & Kjaer N. 2, 1962, Aesse, Milano.

TABELLA 1

Banda critica (Bark)	1	2	3	4	5	6	7	8
Frequenza centrale (Hz)	50	150	250	350	450	570	700	840
Larghezza banda f (Hz)	100	100	100	100	110	120	130	150
Banda critica (Bark)	9	10	11	12	13	14	15	16
Frequenza centrale (Hz)	1000	1170	1370	1600	1850	2150	2500	2900
Larghezza di banda f (Hz)	160	190	210	240	280	320	380	450
Banda critica (Bark)	17	18	19	20	21	22	23	24
Frequenza centrale (Hz)	3400	4000	4800	5800	7000	8500	10500	13500
Larghezza di banda f (Hz)	550	700	900	1100	1300	1800	2500	3500

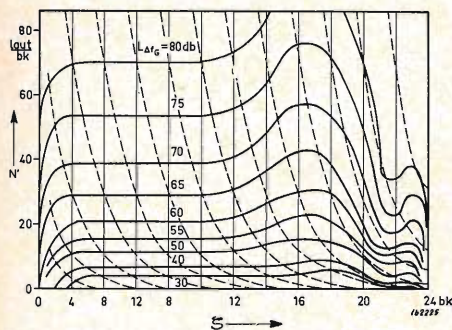



Fig. 7 - Diagramma originale di Zwicker di calcolo per onde sonore piane.

alle bande critiche alle frequenze maggiori di 250 Hz.
Anche se in pratica, almeno fino ad oggi, si usano le analisi 1/3 di ottava e 1/1 ottava, la teoria dello Zwicker è basata sulle bande critiche.
Una banda critica corrisponde alla distanza di 1,3 mm lungo la membrana basilare e questa distanza è definita « Bark » (in onore a Barkhausen). La sonorità è misurata in « laut » e la sonorità specifica è definita da laut/bark (definizione analoga a « densità di potenza dello spettro » sebbene in altra scala). Basandosi sopra una legge « modificata » di Weber e Fechner, la quale prende in considerazione la soglia di udibilità per ciascun gruppo di frequenze, lo Zwicker traccia ora la sua relazione fra sonorità e livello sonoro. Lo Zwicker ricava la intensità totale in laut calcolando i laut/bark (che è una misura lineare) in funzione dei bark per una data eccitazione sonora ed integrando sull'intera scala dei bark (membrana basilare), mettendo in conto la risposta in frequenza dell'orecchio e l'effetto di mascheramento. Ora, usando la sua relazione fra laut e dB per un tono a 1 kHz (fig. 3), si trova il livello

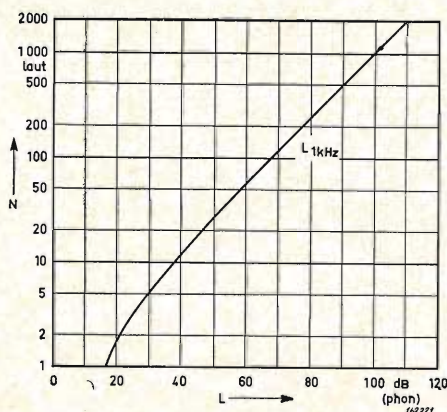



Fig. 3 - Relazione fra laut e phon (Zwicker).

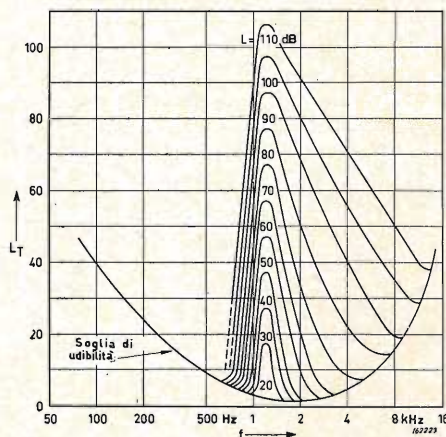



Fig. 5 - Effetto mascherante di rumori a banda stretta con la frequenza centrale di 1200 Hz. Il parametro è il valore efficace della banda di rumore (Zwicker).

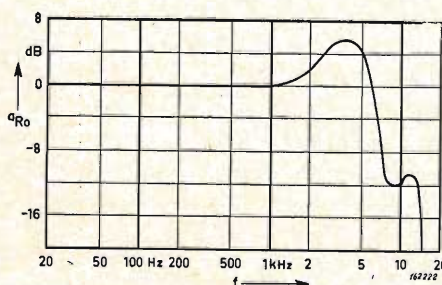



Fig. 4 - Ampiezza relativa di vibrazione della finestra ovale in funzione della frequenza per « ingresso » a pressione sonora costante (Zweicker).

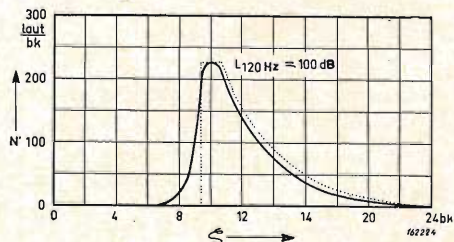



Fig. 6 - Intensità sonora specifica calcolata (Spezifische Lautheit) di un tono a 1200 Hz col livello di pressione sonora di 100 dB. La curva punteggiata rappresenta il caso « ideale » (Zwicker).

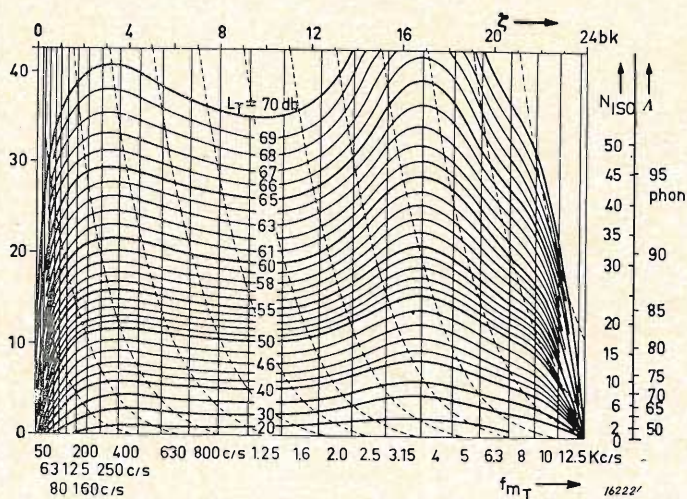



Fig. 8 - Diagramma per il calcolo dei dati 1/3 di ottava e livelli di pressione nella banda fino a 70 dB. Valido per onde sonore piane.

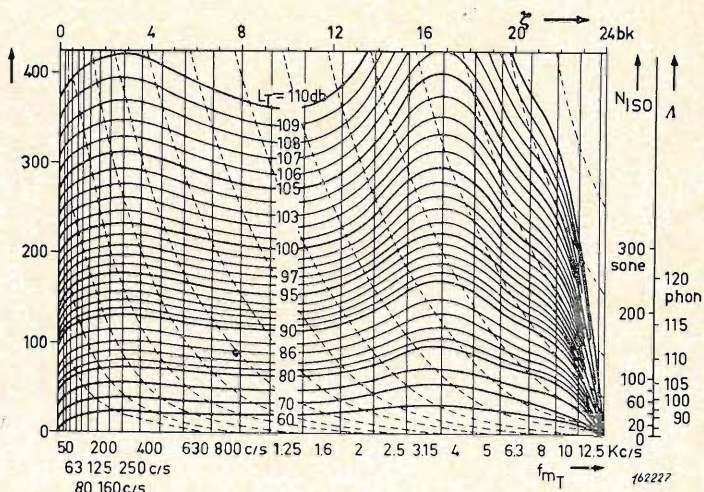



Fig. 9 - Analoga alla fig. 8, ma valida per livelli di pressione nella banda fino a 110 dB (Zwicker).

sonoro in phon di un tono a 1 kHz egualmente intenso, quindi si può stabilire la relazione fra laut e son.

Per semplificare il procedimento di calcolo lo Zwicker ha pubblicato alcuni diagrammi, che permettono di tener conto di tutti gli effetti suddetti direttamente dai dati 1/3 ottava, l'integrazione essendo effettuata o per mezzo di un planimetro o tracciando una linea media secondo «la migliore stima».

Prima di dare i diagrammi originalmente ideati dallo Zwicker, si descriveranno qui la risposta in frequenza dell'orecchio umano e l'effetto di mascheramento, un poco più in dettaglio.

Poichè lo Zwicker basa i suoi calcoli sull'eccitazione integrata lungo la membrana basilare, è necessario conoscere la relazione fra la pressione sonora nel campo sonoro e le ampiezze di vibrazione della finestra ovale. Nel primo suo lavoro lo Zwicker ha usato dati ricavati dal Robinson per onde sonore libere e piane (fig. 4). Successivamente gli elementi per il calcolo sono stati dedotti per campi sonori diffusi.

L'effetto mascherante fa sì che la soglia di audizione di un tono di prova si modifichi sensibilmente, quando si sia già udito un tono di livello costante (tono mascherante). La variazione è massima intorno alla frequenza della nota mascherante. L'effetto di mascheramento è diverso per toni puri e per bande di disturbo dello stesso livello generale — differenza che può, almeno in buona parte, essere spiegata sulla base di battimenti fra il tono che viene mascherato ed il tono mascherante. Lo Zwicker sfrutta col suo metodo l'effetto maschera misurato e calcolato di strette bande di rumore (fig. 5) ed approssima il mascheramento come mostrato in fig. 6 ad una scala lineare.

Il suo diagramma di calcolo dell'intensità completa per onde sonore piane sarà allora del tipo mostrato in fig. 7. Se si varia il diagramma per fornire i dati relativi a 1/3 di ottava per calcoli diretti pratici, si ottengono le carte in-

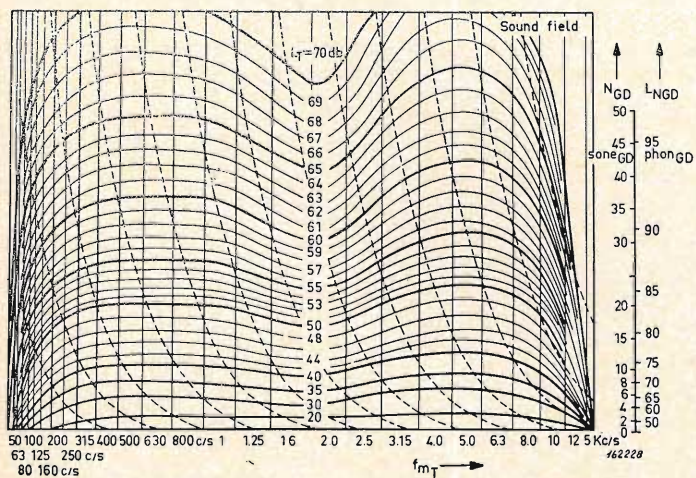



Fig. 10 - Diagramma per il calcolo dei dati 1/3 di ottava e livelli di pressione sonora fino a 70 dB. Valido per dati misurati ottenuti in campo sonoro diffuso (Zwicker).

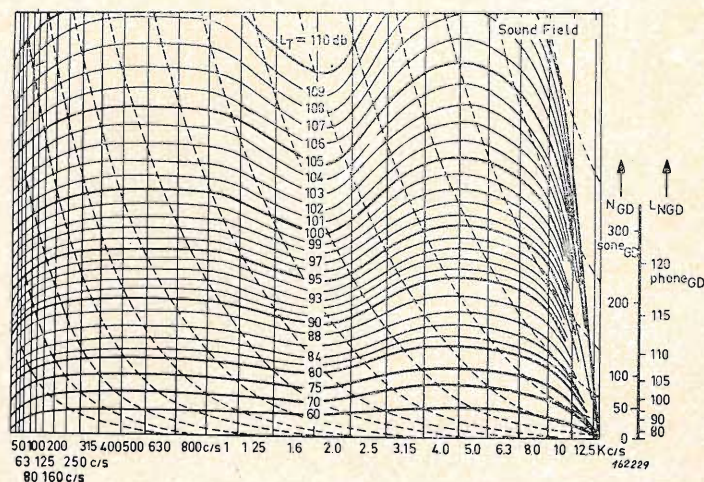



Fig. 11 - Analoga alla fig. 10, ma valida per livelli di pressione nella banda fino a 110 dB (Zwicker).

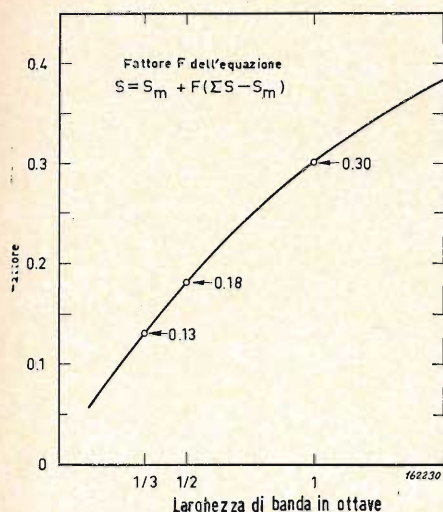



Fig. 12 - Valori di F per bande di varie larghezze (Stevens).

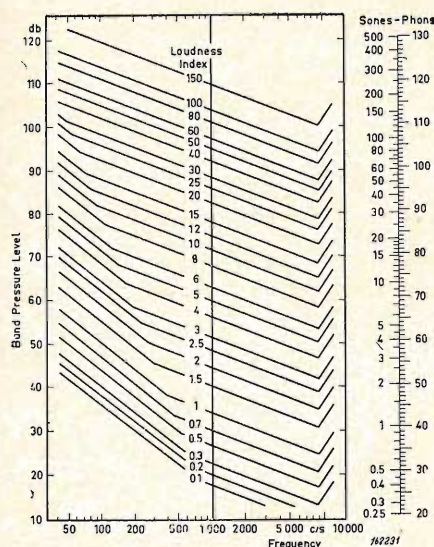



Fig. 13 - Profili di uguale indice di sonorità (Stevens).

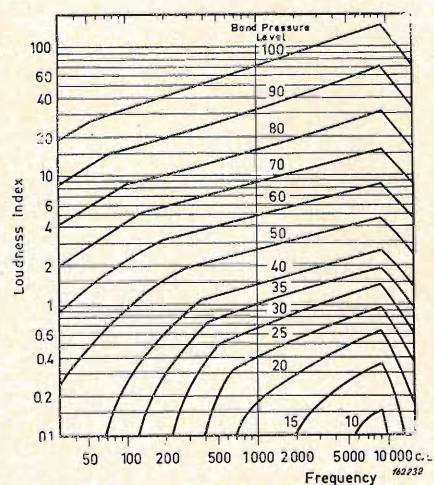



Fig. 14 - Rappresentazione dell'indice di sonorità col livello di pressione nella banda come parametro (Stevens).

dicate nelle figg. 8 e 9. Carte analoghe valide per misure in campi sonori diffusi sono date nelle figg. 10 e 11. Un esempio dell'uso di questi diagrammi verrà dato nel seguito di questo articolo.

Il metodo dello Zwicker, basato sul calcolo grafico e, per necessità, richiedente un gruppo di diagrammi prestampati, può essere un poco laborioso se il processo di integrazione è effettuato con un planimetro. Ciò è necessario se si desidera un'alta precisione. Il metodo è molto semplice da realizzare se l'integrazione e la determinazione della linea media vengono fatte col criterio del « miglior giudizio », che acconsente ben sufficiente approssimazione nella maggior parte dei casi pratici. Un secondo metodo di valutazione della sonorità oggi in uso è dovuto allo Stevens. Storicamente, il punto di partenza dello Stevens è alquanto diverso da quello dello Zwicker. Quest'ultimo ha cominciato studiando l'orecchio umano e ha ideato un calcolo dell'intensità sonora basato sul meccanismo dell'udito. Egli poi si è dato da fare per mettere in relazione i risultati con quelli ricavabili da strumenti di misura disponibili commercialmente.

Stevens, d'altro canto, è partito dal fatto che sono disponibili in commercio certi tipi di strumenti di misura. Confrontando i risultati misurati con la stima soggettiva e prendendo in considerazione argomenti noti circa l'udito, come l'effetto di mascheramento, egli è arrivato ad un metodo molto semplice e di facile impiego per il calcolo della sonorità. Le sue misure originali sono state effettuate per mezzo di un analizzatore di frequenza a 1/1 ottava, ed egli ha trovato che la somma delle sonorità dei dati 1 ottava, segue dalla regola:

$$S_t = S_m + 0{,}3\,(\Sigma S - S_m),$$

dove:

S_t = intensità totale in son;

S_m = intensità (in son) della banda di ottava più sonora;

ΣS = somma delle intensità (in son) di tutte le bande di ottava.

Il fattore 0,3 è scaturito mettendo in conto la larghezza di banda e l'effetto maschera. Originariamente detta formula era data nella forma:

$$S_t = S_m + F\,(\Sigma S - S_m).$$

Determinando F per l'analisi di frequenza con banda 1/1 ottava ed introducendo alcune ipotesi fondamentali plausibili riguardanti il mascheramento, egli ha potuto calcolare teoricamente il fattore F per qualsiasi tipo di larghezza di banda a percentuale costante di analisi di frequenza (fig. 12). Per analisi tipo 1/3 di ottava, per esempio, il fattore F sarebbe circa 0,13. Nel suo lavoro originale lo Stevens dà pure una quantità di curve di sonorità, che mettono in relazione l'intensità in son coi livelli di pressione sonora misurati a 1/1 ottava, come pure a 1/2 e 1/3 di ottava. Si è fatta un'ampia revisione dei suoi dati originali unitamente al Secretarial Proposal nel Comitato tecnico 43 dell'Acustica della Organizzazione Internazionale Standard.

Nella versione riveduta, Mark VI, lo Stevens dà le seguenti relazioni fra la larghezza di banda di analisi e il fattore F.

Larghezza di banda	F
1/3 ottava	0,15
1/2 ottava	0,2
1 ottava	0,3

Viene ora introdotto anche il nuovo concetto di indice di sonorità. Gli indici di sonorità possono essere ricavati dai profili di uguale indice di sonorità dati in fig. 13. Come già detto sopra in questo articolo, tali gruppi di curve sono validi solo per certe specificate condizioni e le curve mostrate in fig. 13 si riferiscono a misure in un campo sonoro diffuso e di suoni, che presentano spettri di frequenza più o meno continui. In fig. 13 è anche incluso un nomogramma che rende possibile la conversione dell'intensità totale, S_t, da son in phon. Il gruppo di curve può naturalmente essere presentato in altri modi, ad es. con le curve di fig. 14, o in forma di tabelle. Può essere opportuno a questo punto far presente che le curve di fig. 13 e 14 non sono valide solamente per una particolare larghezza di banda, ma possono essere usate per vari tipi di analizzatori di suono a percentuale costante di uso pratico. La frequenza media geometrica della banda può essere trovata sull'asse X (ascisse) e l'indicatore di sonorità viene letto o sulle curve parametriche (figura 13) o sull'asse Y (ordinate) di fig. 14 al misurato livello di pressione nella banda in dB.

I metodi di Zwicker e Stevens si riferiscono entrambi al calcolo della intensità sonora. Invece Beranek, Kryter e Miller hanno ricercato un metodo per mezzo del quale fosse possibile calcolare il disturbo del rumore, per esempio, di un aeroplano.

Sono perciò state fatte esperienze in grande numero all'interno e all'esterno intese a studiare il soggettivo disturbo del rumore di un aviogetto commerciale e di quello di un aereo a razzo. Queste indagini hanno condotto all'introduzione dei termini « rumorosità percepita » e « livello di rumore percepito ». La rumorosità viene misurata in « Noys » che è una quantità addittiva e corrisponde ai son (o laut) nella somma delle intensità sonore. Il livello di rumore percepito viene misurato in PN dB (corrispondente al phon). Il computo del livello di rumore percepito segue la regola di Stevens della somma delle sonorità. Inoltre, i profili di egual indice di sonorità indicati in fig. 13 devono in questo caso essere sostituiti dal gruppo di curve, mostrato in fig. 15, di uguale « rumo-

Fig. 15 - Rumorosità delle bande sonore come funzione del livello di pressione sonora; la rumorosità in Noys appare qui come parametro dei profili. Per determinare la rumorosità di una banda sonora si entra nel diagramma con la frequenza centrale e col livello di pressione sonora della banda. Le bande non devono essere più larghe di un'ottava (Kryter).

TABELLA 2. — *Misure di rumore di scarico di motore a scoppio*

Frequenza di centro banda Hz	31,5	63	125	250	500	1000	2000
Livello di press. nella banda (dB)	84	90	87	71,5	63	61	54
Indice di sonorità	5,7	13,7	14,4	6,8	4,9	5,2	4,1

$S_t = S_m + F(\Sigma S - S_m) = 14{,}4 + 0{,}3 \cdot 40{,}4 = 26{,}52$ son
26,52 son ——→ 87,5 phon

TABELLA 3. — *Misure su un rasoio elettrico*

Frequenza di centro banda Hz	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
Livello di pressione di banda (dB)	40	42	40	47	54	60	58	60	72
Indice di sonorità	0	0,16	0,37	1,44	2,84	4,8	5,2	7,0	17,5

$S_t = S_m + F(\Sigma S - S_m) = 17{,}5 + 0{,}3 \cdot 21{,}8 = 24$ son
24 son ——→ 86 phon

TABELLA 4. — *Misure di rumore di scaricodi motore a scoppio*

Frequenza di centro banda (Hz)	31,5	63	125	250	500	1000	2000
Livello di press. nella banda (dB)	84	90	87	71,5	63	61	54
Noys	8,0	14,0	18,0	7,5	5,5	4,5	4,5

$N_t = N_m + F(\Sigma N - N_m) = 18 + 0{,}3 \cdot 44 = 31{,}2$ noys
31,2 noys ——→ 89,5 *PN* dB

TABELLA 5. — *Misura su un rasoio elettrico*

Frequenza di centro banda (Hz)	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
Livello di pressione nella banda (dB)	40	42	40	47	54	60	58	60	72
Noys	0	0	0	1,0	3,0	4,0	5,5	10,0	35,0

$N_t = N_m + F(\Sigma N - N_m) = 35 + 0{,}3 \cdot 23{,}5 = 42$ Noys
42 Noys ——→ 93,5 *PN* dB

rosità ». Quale sia quello dei tre metodi descritti per calcolare l'effetto « soggettivo » di un suono, che fornisca il miglior risultato, dipende in una certa misura dalla natura del suono stesso. Sembra, però, che le ultime revisioni dei profili di egual indice di sonorità di Stevens (fig. 13) e i profili di ugual rumorosità di Kryter, portino i risultati calcolati in phon in accordo secondo lo Stevens e i *PN* dB del Kryter, molto vicini tra di loro. Dai dati forniti da D. W. Robinson alla conferenza del « Controllo del rumore » all'N.P.L. in Inghilterra nel giugno 1961, sembra inoltre che il livello di intensità sonora di uno specifico suono, calcolato col metodo dello Zwicker, abbia tendenza a fornire un maggior numero di phon, che quando sia calcolato col metodo dello Stevens.

Per dimostrare l'uso dei metodi descritti, si considerano qui nel seguito due tipi di spettrogrammi (figg. 16 e 17). Uno degli spettrogrammi è stato rilevato a circa 50 cm di distanza dallo scarico di uscita di un motore a due tempi e l'altro rappresenta lo spettro di disturbo irradiato da un rasoio elettrico. In entrambi i casi gli spettri sono stati rilevati automaticamente con un registratore dello spettro di audio frequenza tipo 3313 Brüel e Kjaer, prima nella forma di analisi 1/3 di ottava e poi col registratore predisposto per l'analisi 1/1 ottava. In fig. 18 i livelli di pressione nella banda sono stati riportati a diagrammi di Zwicker e le linee medie sono state disegnate tratteggiate. La linea media nello spettrogramma del rumore di scarico corrisponde ad un'intensità di 25 son, che, qualora sia convertita in phon per mezzo di una scala son/phon a destra nella figura, corrisponde ad un livello di sonorità di 86 phon. Nello spettrogramma di rumore del rasoio la linea media corrisponde ad un'intensità di 28 son o 87,5 phon.

Nelle tabelle 2 e 3 si può vedere la conversione dei livelli di pressione nella banda di 1/1 ottava a indici di sonorità, insieme col calcolo della intensità generale secondo i metodi dello Stevens. Finalmente nelle tabelle 4 e 5 sono dati i numeri di Noys corrispondenti ai livelli di pressione nella banda di 1/1 ottava, insieme coi valori calcolati *PN* dB. Si può constatare che in entrambi i casi vi sono relativamente piccole differenze fra i valori di intensità calcolati in accordo allo Zwicker e i valori di intensità calcolati secondo lo Stevens, mentre nel caso dello spettro di rumore del rasoio esiste una differenza di circa 8 dB fra il valore di intensità e il valore di *PN* dB. Questa discordanza può essere spiegata sulla base della forma dello spettro di disturbo irradiato dal rasoio, poichè il *PN* dB dà maggior peso alla regione delle alte frequenze che alla parte delle basse e medie frequenze.

I metodi sopra menzionati sono di grande aiuto all'ingegnere, che deve

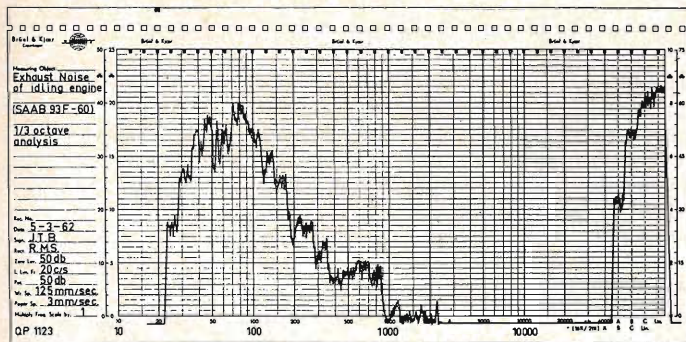
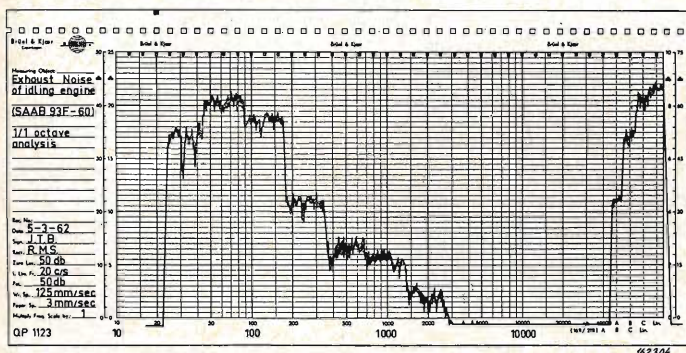



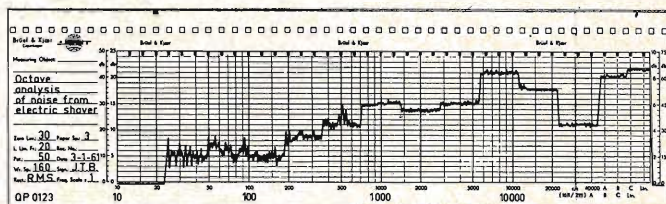
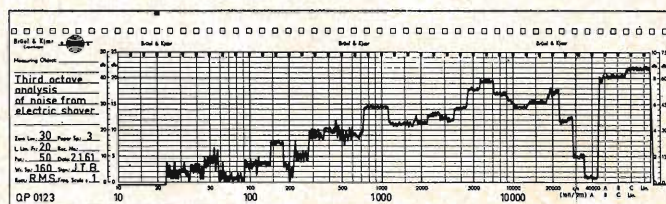
Fig. 16 - Misura del rumore di scarico di un'au- tomobile: *a*) analisi di 1/3 di ottava; *b*) analisi di 1/1 di ottava.

a)

b)

Fig. 17 - Analisi del rumore di un rasoio elettrico: *a*)analisi di 1/3 di ottava; *b*) analisi di 1/1 di ottava.

a)

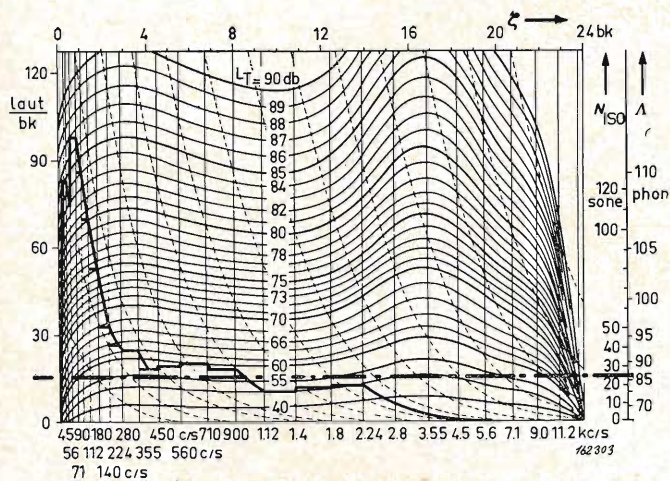
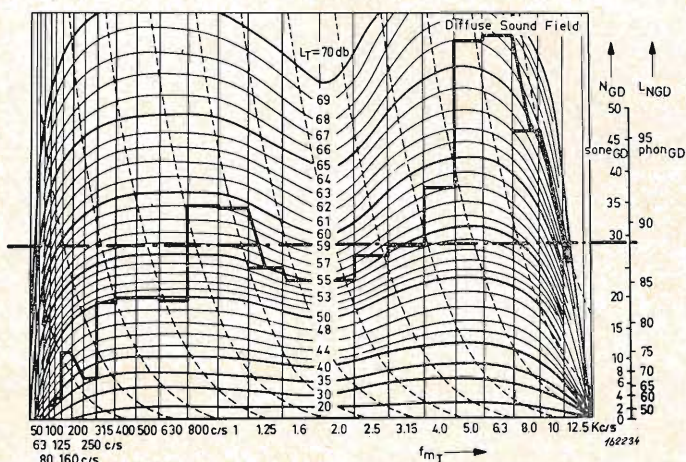
b)

a)

b)

Fig. 18 - Calcolo del livello di intensità sonora secondo il metodo dello Zwicker. I dati di 1/3 di ottava delle figg. 16*a*) e 17*a*) sono stati con vertiti in diagrammi di Zwicker. Le linee medie son ostate tracciate assumendo esattamente i valori in son (e i corrispondenti phon) valutati dal calcolo—*a*) Rumore di scarico; *b*) Rumore di rasoio.

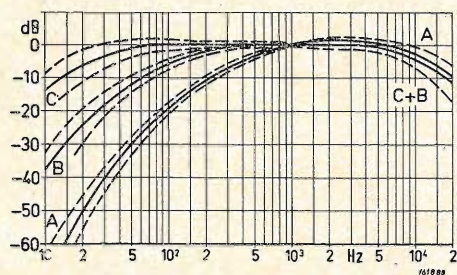



Fig. 19 - Curve ponderali proposte internazionalmente per i misuratori di livello sonoro. Sono pure indicate le tolleranze ammesse per misuratori di precisione del livello sonoro.

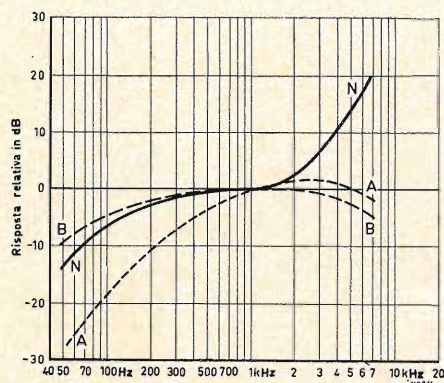



Fig. 20 - Curva raccomandata di ponderazione *N* per la misura di *PN* dB (Kryter).

sopprimere i rumori, nel predeterminare i risultati « soggettivi » dei suoi sforzi e rende possibile un facile confronto dei risultati misurati. D'altro canto si richiede una certa quantità di dati misurati e di calcoli e sarà da ritenersi una situazione ideale se il calcolo dell'intensità può essere sostituito da una singola lettura di uno strumento di misura.

Questo è stato il traguardo di molti studiosi. Però, a motivo della complessità del meccanismo dell'udito finora non è stato progettato uno strumento, che possa misurare la sonorità « soggettivamente » per mezzo della lettura su un misuratore.

Il Niese ha suggerito un apparato molto elaborato, di cui ha poi modificato la versione originale in uno speciale misuratore di livello sonoro. Uno degli obiettivi del Niese è che esso deve anche essere capace di misurare suoni di tipo impulsivo « soggettivamente ». A questo scopo, egli introduce un circuito rettificatore di « punta efficace » con una costante di tempo di circa 23 m sec. per il circuito a valore efficace e 2 sec (o più) per il circuito a valor massimo. Questo dispositivo simulerebbe, a detta del Niese, la risposta dell'orecchio a questi tipi di suoni.

Il misuratore « originale » di livello sonoro del Barkhansen fornisce attualmente una misura soggettiva del suono impiegando una nota di confronto a 1 kHz. Però i risultati delle misure dipendono, in grande misura, dalle condizioni fisiologiche e psicologiche dell'operatore.

Certi misuratori standard di livello sonoro sono stati quindi proposti internazionalmente per la semplice misura di livelli sonori. Essi comprendono certe caratteristiche, che si presume originalmente debbano « pesare » lo spettro di frequenza di un suono in modo analogo al meccanismo dell'udito, e si devono usare differenti filtri di ponderazione per differenti livelli del suono.

Le curve saranno valide per audizione binaurale in un campo sonoro diffuso. Si è poi trovato che il disaccordo fra le letture sul misuratore di livello sonoro ed il livello del suono stimato soggettivamente è così grande in molti casi che il misuratore di livello del suono deve essere considerato come uno strumento, che fa una misura quasi puramente fisica, con solo una modesta relazione al giudizio soggettivo (v. anche la fig. 17, in cui misure ottenute coi circuiti *A* o *B* danno il valore di 70 dB, mentre il livello sonoro « soggettivo » corrisponde secondo i calcoli a 87 dB circa). Tuttavia le misure col fonometro sono molto utili a scopo di confronto su una base internazionale.

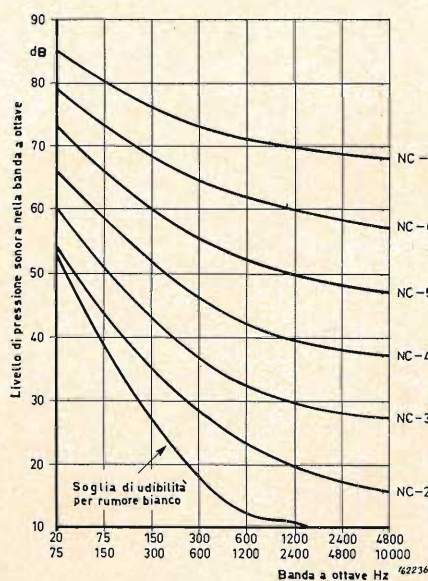



Fig. 21 - Curve di stima dei rumori (curve *NC*) per la determinazione dei livelli di pressione sonora ammissibili (o desiderabili) nelle bande di otto ottave. Ciascuna curva ha un livello di sonorità (*LL*) di phoni, che è 22 unità maggiore del livello di interferenza della parola (*SIL*) espresso dal numero *NC* della curva (Beranek).

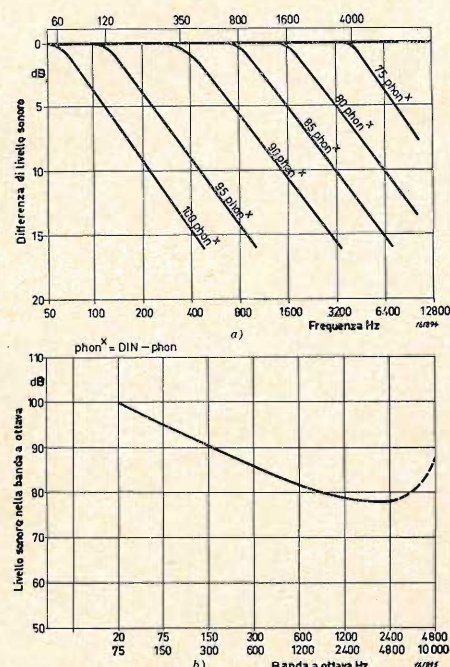



Fig. 22 - Curve indicanti il livello di rumore tollerabile in funzione della distribuzione spettrale del rumore secondo i dati compilati da I. I. Slawin: *a*) Dati come forniti dalle « Norme provvisorie e Regole per la diminuzione dei rumori nell'Industria » nell'U.R.S.S.; *b*) Conversione di Slawin delle curve in bande di 1 ottava ammissibili di rumore.

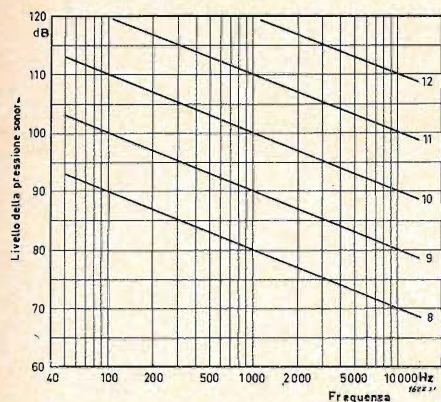



Fig. 23 - Stima del pericolo di danneggiamento suggerita da Cremer e Lübcke. La figura deve essere usata unitamente alla tabella 7 del testo.

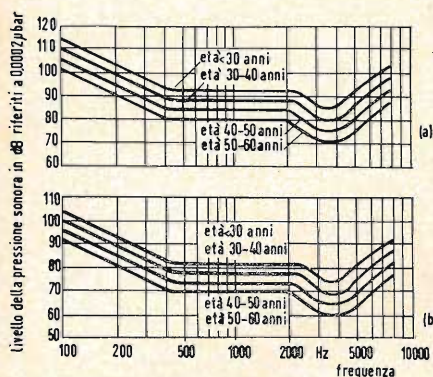



Fig. 24 - Criteri proposti di stima del pericolo di danno: *a*) Criteri di stima di danno per rumori a larga banda misurati con esposizione di un'ottava per 8 ore continue; *b*) Criteri di stima di danno per note pure o per bande critiche di rumore.

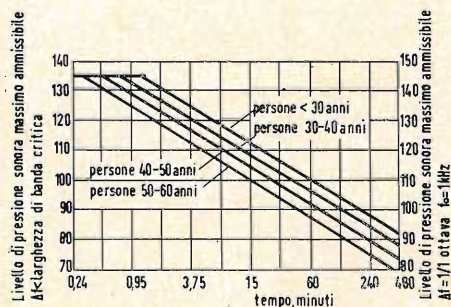



Fig. 25 - Curve indicanti i criteri di pericolo di danno proposte per breve esposizione (ottave o meno). Le ordinate di destra si riferiscono ai suoni, che hanno una larghezza di banda maggiore di una banda critica. Le curve inferiori si riferiscono all'espressione del suono. Le ordinate di sinistra si riferiscono ai suoni, di larghezza minore di una banda critica. Il parametro è l'età. Il livello di pressione sonora non deve superare 135 dB per qualsiasi esposizione a toni puri o a bande critiche di rumore, o 145 dB per bande di un'ottava di rumore (Kryter).

Una curva ponderale per la misura dei *PN* dB è stata suggerita dal Kryter e segue il reciproco del profilo per 40 Noys di fig. 15. Si è trovato che alle alte frequenze si ottiene sufficiente precisione scegliendo una frequenza di taglio intorno a 8 kHz.

In fig. 19 sono date le curve ponderali *A*, *B* e *C* del misuratore di livello sonoro proposto internazionalmente come standard, ed in fig. 20 è riprodotta la raccomandata curva *N* (*PN* dB). Per ragioni di opportunità in fig. 20 sono pure riprodotte le curve *A* e *B* tratteggiate. Poichè le misure con un fonometro non daranno mai dati « soggettivi », il risultato delle misure deve sempre essere accompagnato da un termine, che specifichi la caratteristica di risposta dello strumento usato. Nelle misure del livello sonoro ciò si ottiene indicando il valore misurato di dB seguito dalla lettera *A*, *B* e *C*.

Se, per es., si è misurato un livello sonoro di 70 dB con un filtro ponderale corrispondente alla curva *B* (fig. 19), il risultato sarà indicato con: 70 dB (*B*). Quando si misura un rumore con una curva ponderale *N*, il livello misurato viene normalmente indicato con: *PN* dB.

In quanto precede sono stati descritti vari metodi per misurare e calcolare il livello di sonorità. Può essere utile riassumere alcuni importanti criteri psico-acustici riguardanti i livelli di rumore « tollerabili » e l'interferenza del parlato ed anche il danno dell'udito, poichè il valore della misura e del calcolo di un suono raggiungono realmente il loro scopo, quando il risultato può essere valutato rispetto ad un tale criterio di « danneggiamento ».

Siccome « livelli tollerabili di rumore » e interferenze della parola sono alquanto strettamente connessi, sono state elaborate dal Beranek alcune curve di giudizio dei rumori, curve che considerano entrambi gli effetti. Esse sono indicate in fig. 21 nella forma di dati per banda un'ottava.

Il numero segnato su ciascuna curva è il valore S.I.L. (Speech Interference Level = livello di interferenza della parola); curve *NC* diverse devono essere usate per differenti tipi di ambienti. In sale molto silenziose per conferenze, sale di alberghi, ospedali, ecc. si ritiene soddisfacente un valore compreso fra *NC*-25 e *NC*-30. Nelle stanze adibite a piccoli uffici si considera soddisfacente il valore *NC*-40, mentre in ambienti rumorosi con molte macchine da scrivere in funzione, un valore conveniente sarà *NC*-50. In quest'ultimo caso la conversazione telefonica può talvolta risultare difficoltosa. Nel libro « Riduzione del rumore » il Beranek fornisce una tabella per l'uso raccomandato delle curve *NC*, v. tabella 6. *Nota*: i livelli di rumore devono essere misurati nelle stanze non occupate. Ciascuna curva di stima dei rumori è un codice per specificare i livelli di pressione sonora ammissibili nelle bande di 8 ottave. S'intende che in nessuna banda di frequenza il livello specificato debba essere superato. Quando si eseguono misure devono essere messi in azione gli impianti di ventilazione e le fonti esterne di rumori, le condizioni di traffico ecc. devono essere normali (Beranek).

I criteri di stima dei rumori come esposti nella tabella, se potessero sempre essere seguiti, assicurerebbero un desiderabile stato sonoro. Però in certi casi il costo richiesto per riprodurre tali condizioni ambientali può essere così alto, che si deve fare un compromesso fra la situazione ideale e la situazione che provoca danno dell'udito. Uno stuolo di ricercatori hanno sviluppato i cosidetti criteri di offesa dell'udito; alcuni di questi sono dati qui nel seguito.

In Russia I. I. Slawin ha compilato certe « Norme provvisorie e Regole per attenuare i rumori nell'industria »; la loro derivazione e i loro fondamenti sono descritti nel suo libro « Rumori industriali e controllo dei rumori ».

La fig. 22*a* indica i livelli di pressione sonora tollerabili in funzione della frequenza al posto dell'osservatore come supposto in queste norme. Le curve sono basate sul fatto che nel 95 ÷ 98 % di tutti i casi esaminati non si erano provocate perdite di audizione per tutto il tempo in cui il livello sonoro e la distribuzione spettrale del suono erano come specificato. Conseguentemente, l'intelligibilità della parola è buona a distanze fino a 1,5 m quando siano adottati questi principi. Le curve sono ristampate qui nel modo con cui esse sono state date originariamente e possono richiedere qualche ulteriore piccola spiegazione.

Le curve segnate « 100 phon », « 95 phon », « 90 phon » ecc. si riferiscono al livello sonoro generale (approssimate dall'indicazione di un fonometro secondo la norma tedesca DIN 5045). Considerando la distribuzione spettrale del suono si può allora constatare che se il livello sonoro generale è 100 DIN-phon il livello di pressione sonora a 100 Hz deve essere non superiore a 100 — 3,5 = = 96,5 dB; a 200 Hz : 100 — 9,5 = 90,5 dB, ecc.

Siccome è pratica comune impiegare bande di ottava nell'analisi del suono, lo Slawin ha interpretato le curve anche quando i livelli del suono siano dati in questo modo (fig. 23*b*).

In Germania Cremer e Lucke hanno suggerito certe « linee limiti » con una pendenza di 3 dB/ottava, come mostrato in fig. 23. Il numero segnato sulle linee si riferiscono ai valori in Bel (1 Bel = 10 dB) a 1000 Hz e si può usare la seguente tabella come guida per l'uso delle curve:

Negli S.U.A. K. D. Kryter ha proposto alcune norme di pericolo di danno, che fuse considerano la pres-

TABELLA 6. — *Norme raccomandate per rumori ambientali*

Tipo di ambiente	Curva *NC* raccomandata unità *NC* di fig. 20
Studio di radioffusione	15–20
Sale da concerto	16–20
Teatri di prosa (500 sedie, senza amplificazione)	20–25
Sale da musica	25
Aule scolastiche (senza amplificazione)	25
Studi televisivi	25
Appartamenti e alberghi	25–30
Sale per assemblee (con amplificazione)	25–35
Abitazioni (camere da letto) *	25–35*
Teatri e cinematografi	30
Ospedali	30
Chiese (senza amplificazione)	25
Cortili (senza amplificazione)	25
Librerie-Biblioteche	30
Ristoranti	45
Stadi sportivi (solamente) (con amplificazione)	50

(*) I condizionatori d'aria fabbricati prima del 1957 producono generalmente livelli di 40 a 55 dB (*A*) nei dormitori.

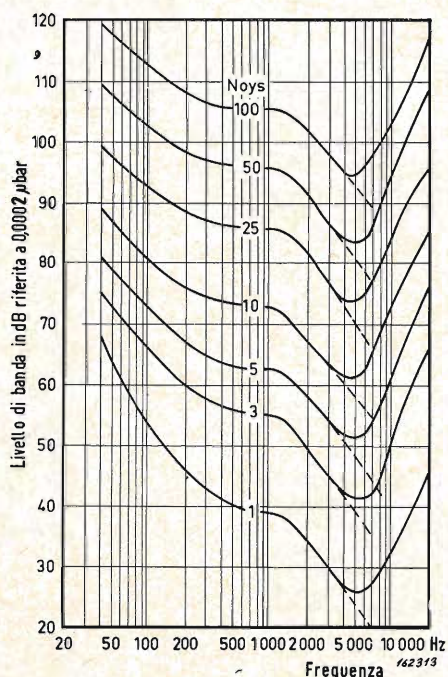



Fig. 26 - Profili corretti di uguale « rumorosità » (Kryter).

TABELLA 7

Superando la linea limite	Grado di danneggiamento dopo una data durata
8	con azione permanente si ha: un certo danno per l'udito
9	il danno dell'udito in numer. casi
10	notevole danno per la salute
11	danno della salute: è possibile dopo poche ore solamente
12	inevitabile

bicusi (= graduale diminuzione della sensibilità dell'orecchio, che avviene coll'invecchiamento di una persona ed è attribuita ad un normale processo fisiologico). La sua proposta è fondata sui ritrovati del sotto Comitato ZS4-X-2 dell'American Standard Association e sulla premessa che esista una certa relazione fra il rischio del danno e la soglia di audizione in funzione della frequenza.

I principi possono essere riassunti nella forma delle curve mostrate nelle figure 24 e 25. La fig. 24 indica il massimo livello ammissibile di pressione sonora in funzione della frequenza, sia per spettri di banda un'ottava, sia per toni puri (o banda critiche di rumore) per esposizione del rumore per un tempo lungo.

In fig. 25 sono date le norme per breve esposizione del rumore. Per le figg. 24 e 25 l'età è stata rappresentata come parametro. Il Kryter conclude, però, che se anche questi criteri possono tornare utili in molti modi, essi coinvolgono una quantità di premesse ed ipotesi, che richiedono di essere studiate e comprovate ulteriormente.

APPENDICE

In fig. 26 sono rappresentate le curve di « eguale rumorosità » revisionate ulteriormente dal Kryter; esse mostrano una considerevole modifica nella regione delle alte frequenze rispetto alle curve di fig. 15. Se si applicano le nuove curve agli spettrogrammi delle figure 16 e 17 si ottengono i valori di 90 *PN* dB e di 86,5 *PN* dB invece di 89,5 *PN* dB e di 93,5 *PN* dB rispettivamente.

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Distorsione del solco interno*

Si esaminano le tendenze attuali nella progettazione dei bracci e si fa qualche considerazione sul problema dell'errore di tracciatura.

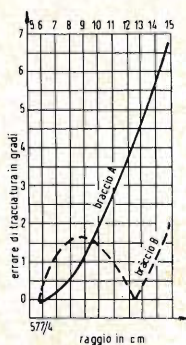



Fig. 1 - Confronto fra gli errori di tracciatura di tipo recente A e di tipo più vecchio B.

Di pari passo con il miglioramento delle capsule stereofoniche si è svolto un notevole progresso anche nel campo della progettazione dei bracci. Infatti quando si sono rese disponibili delle capsule che avevano bisogno di una minore pressione di solco, si è pure manifestata la necessità di avere dei bracci migliori. Le parole d'ordine in questo campo diventarono: « bilanciamento dinamico » e « forza antiscivolamento ». L'integrazione della capsula con il braccio ha in seguito ridotto il numero delle variabili a disposizione del progettista. Ed ancor ora l'espressione « distorsione del solco interno » continua a far parte del vocabolario dell'audioamatore. Prima però di parlare di questo problema desideriamo parlare della situazione della geometria di riproduzione.

Si sono avuti degli importanti miglioramenti delle capsule in due aree. Primo: le prime capsule stereo presentavano una cedevolezza che difficilmente superava i 3×10^{-6} cm/dina, mentre oggi è facile trovare delle capsule con una cedevolezza di 10×10^{-6} cm od anche di più. Secondo: la massa mobile della puntina è stata considerevolmente ridotta. Ora sono disponibili delle puntine con massa mobile minore di 1 mg. Ambedue questi miglioramenti hanno contribuito a dare una curva di risposta più piatta, una minore distorsione ed una minore usura dei dischi. Però la minore pressione sul solco ha reso più difficile il compito del braccio che è quello di mantenere la capsula nella giusta posizione rispetto al solco, senza esercitare su di essa delle influenze esterne.

La giusta posizione della capsula rispetto al solco dipende dal modo nel quale i dischi stereo vengono incisi. Nel processo di incisione una punta riscaldata a forma di lancia si sposta in linea retta secondo un raggio del disco, avvicinandosi via via al centro. Il disco gira ad una velocità costante di 33 e ⅓ giri al minuto dando così origine ad un solco che si evolve con continuità lungo una spirale. Per convenzione si è però deciso di chiamare solco la parte di spirale corrispondente ad una rotazione completa. Si può allora dire che il solco esterno è più lungo del solco interno.

Il solco viene modulato sia con un movimento orizzontale, sia con un movimento verticale. Per potere riprodurre in modo fedele il suono registrato nel solco la puntina dovrebbe essere perfettamente verticale rispetto alla superficie del disco, e l'asse longitudinale della capsula dovrebbe sempre essere tangente al solco che si sta riproducendo. Inoltre la pressione con la quale la puntina appoggia sul solco (pressione sul solco) dovrebbe essere mantenuta verticale e costante in modo che la puntina non possa abbandonare il solco o danneggiarlo con una pressione eccessiva.

Quanto minore è il diametro della puntina, tanto minore è la superficie di contatto con il disco e tanto minore deve essere la pressione. Le prime puntine per microsolco avevano una punta con un diametro di 1 mil. e la prima puntina commerciale stereo aveva una punta con un diametro di 0,7 mil., e ciò raddoppiava l'effetto della pressione. Per mantenere bassa l'usura dei dischi si è quindi richiesta per i dischi stereo una pressione uguale alla metà della pressione ammessa per i dischi monofonici. Ora le puntine con punta da 0,5 mil. hanno reso necessaria una ulteriore riduzione della pressione sul solco. Prima della stereofonia era comune trovare delle pressioni sul solco di 3-8 g. ed in ogni caso non si scendeva mai al disotto di 2 g., ora invece i 3 g. sono considerati un massimo insuperabile per la sicurezza dei dischi e si usano delle pressioni sul solco anche inferiori ad 1 g. Le pressioni sul solco superiori a 3 g. tendono a cancellare le alte frequenze ed a distorcere i picchi dei transistori dalla modulazione del disco.

Per rendere possibili delle pressioni sul solco minori i progettisti dei bracci hanno dovuto riesaminare dei vecchi problemi e valutare delle forze prima

(*) R. S. Oakley tradotto da *Audio* - giugno 1962 - pag. 32.

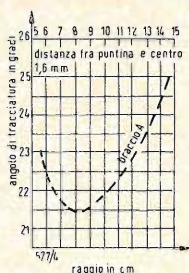



Fig. 2 - Angolo di tracciatura per il braccio A della fig. 1. Con un angolo fra l'asse del braccio e l'asse della capsula di 23,1° si ha un errore di tracciatura sempre inferiore a 2° ed un errore nullo nei solchi centrali.

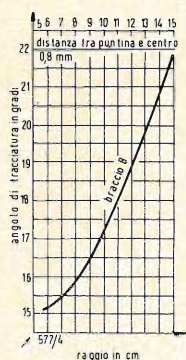



Fig. 3 - Angolo di tracciatura per il braccio B. Con un angolo fra capsula e braccio di 15,1° si ottiene un errore di tracciatura massimo di 6,8°.

trascurate e che ora tendono a turbare la corretta relazione fra puntina e solco. Inizialmente i bracci stereo erano dei bracci mono cablati per la stereofonia. Poi si adottarono delle piccole modifiche dei vecchi bracci e si studiò qualche nuova idea. Ora i vecchi progetti sono stati definitivamente scartati e se ne sono adottati di nuovi. I progetti più recenti sono caratterizzati da nuove forme, nuove regolazioni, nuove rifiniture. I progressi più notevoli sono stati fatti sopratutto rispetto agli aspetti dinamici del movimento del braccio che sono la causa diretta delle forze che si producono quando il braccio si muove sul disco.

Il « bilanciamento dinamico » aiuta a risolvere il vecchio problema del livellamento del piatto del giradischi ed inoltre garantisce maggiormente la tenuta del solco anche in condizioni sfavorevoli come nei casi di reazione acustica o di vibrazioni od urti esterni. Alcuni dei primi bracci « dinamicamente bilanciati » avevano un contrappeso che bilanciava completamente la capsula, e la pressione sul solco veniva fornita da una molla, si aveva così sempre la stessa pressione per qualsiasi posizione del giradischi rispetto alla terra. Con ciò si riduceva la necessità del livellamento ed inoltre si limitava il salto di solchi dovuto ad urti esterni. Una variazione del braccio « dinamicamente bilanciato » è il braccio bilanciato sul piano orizzontale, però non bilanciato sul piano verticale, in modo da ottenere la desiderata pressione sul solco. Con un tale sistema non occorre più la molla ma si mantengono i vantaggi del braccio bilanciato. Poichè però il braccio è bilanciato orizzontalmente per una sola pressione sul solco e per un determinato peso della capsula, l'uso di un tale metodo va limitato ai bracci integrati.

« Forza antiscivolamento » è il nome dato ad una compensazione di due forze distinte che tendono a compromettere la corretta relazione fra la puntina e il solco. La prima forza è dovuta all'inerzia del braccio che si muove attraverso il disco; si tratta di una forza costante che riduce la pressione sulla parete esterna del solco ed aumenta la pressione sulla parete interna. La seconda forza deriva dal fatto che la puntina viene a cadere un po' oltre il centro del disco per ridurre l'errore di tracciatura. Quando il braccio si sposta verso il centro, esso tende ad accelerare verso l'interno perchè varia l'angolo fra la tangente al solco e l'asse longitudinale del braccio. Poichè la forza necessaria per compensare queste due forze dipende dalla massa del braccio, dalla posizione della sua sospensione e dalla pressione sul solco, questa compensazione si può fare solo con i bracci integrati.

Però, anche con i bracci integrati « dinamicamente bilanciati » e compensati per l'inerzia del braccio e l'attrito della puntina con la « forza antiscivolamento », esiste sempre la « distorsione del solco interno ». La ragione di questa distorsione dipende dalla condizione geometrica nella quale lavora il braccio. Infatti con i bracci più lunghi questo effetto viene notevolmente ridotto. Un braccio di lunghezza infinita permetterebbe alla puntina di spostarsi lungo una linea retta e di prelevare la modulazione dal solco nello stesso identico modo di quando era stata registrata. I bracci di lunghezza finita fanno invece in modo che la puntina si sposti lungo un arco di cerchio che dipende dalla lunghezza del braccio. L'errore di tracciatura ossia l'angolo compreso fra l'asse longitudinale della capsula e la tangente al solco, dipende dalle differenti traiettorie seguite dallo stilo di incisione e dalla puntina di riproduzione. È possibile determinare matematicamente quale angolo ci deve essere fra l'asse del braccio e l'asse della capsula per ottenere un errore di tracciatura nullo per un determinato solco. Poichè l'angolo fra braccio e capsula è fisso si dovrà orientare il braccio rispetto al disco in modo che l'errore di tracciatura per i vari solchi sia mantenuto minimo. Poichè l'errore di tracciatura si riduce al minimo facendo cadere la puntina un po' oltre il centro del disco, le due variabili sulle quali si può agire per ridurre l'errore di tracciatura sono questa distanza e l'angolo fra braccio e capsula. Ambedue le variabili sono abbastanza critiche, in particolare la distanza dal centro, infatti se questa varia di 1,5 mm si fa variare l'angolo di tracciatura di 1° per i bracci normali e più ancora per i bracci corti.

Confrontiamo l'errore di tracciatura del braccio A con quello del braccio B, come si vede nella fig. 1. Il braccio A corrisponde ai più recenti bracci stereo. Esso presenta un errore massimo di 2,1°, però l'errore è inferiore a 1,5° in quasi tutto il disco. Il braccio B dall'altra parte presenta un errore massimo di 6,8 gradi. Se si suppone che gli errori di tracciatura provochino la stessa quantità di distorsione per ogni raggio si può dire che il braccio A è nettamente migliore del braccio B. Questi valori degli errori di tracciatura valgono per i dischi da 30 cm incisi da un raggio minimo di 5,6 cm ad un raggio massimo di 14,4 cm e riprodotti con un braccio lungo 22,5 cm da puntina a perno, che viene di solito detto un braccio da 30 cm. Le curve degli errori di tracciatura sono in pratica derivate dalle curve dell'angolo di tracciatura per due diverse distanze di sospensione dal centro del disco.

Un diagramma con la curva dell'angolo di tracciatura per il braccio A (fig. 2) mostra che per esso la puntina cade ad una distanza di 1,6 cm dal centro del

disco e che la curva dell'angolo di tracciatura ha una forma parabolica con un angolo di tracciatura massimo di 25,2° a 14,4 cm ed un angolo di tracciatura minimo di 21,4° a poco più di 8 cm. Con un angolo fra asse del braccio ed asse della capsula di 23,1° si ottiene un errore di tracciatura « negativo » dal raggio di 5,6 cm fino al raggio di 11,9 cm ed un errore « positivo » da 11,9 a 14,4 cm. Un diagramma dell'angolo di tracciatura per il braccio B è indicato nella fig. 3 la quale mostra che esso ha una distanza fra puntina e centro del disco di 0,8 mm. La curva è ancora parabolica, però ha solo un valore massimo corrispondente a 21,9°. Poichè l'angolo fra braccio e capsula è uguale a 15,1°, l'errore massimo di tracciatura è uguale a 6,8°. In questo caso l'errore è sempre positivo e decresce in modo continuo man mano che ci si avvicina al solco interno.

Ambedue i bracci A e B hanno un errore di tracciatura nullo in corrispondenza del raggio di 5,6 cm. In molti dischi il solco interno non scende al di sotto degli 8,75 cm. Ambedue i bracci sono quindi previsti per riprodurre senza errori di tracciatura il solco più interno che si può incontrare nei dischi da 30 cm. Ambedue i bracci avrebbero potuto dare un errore di tracciatura uguale a zero per un solco avente un raggio superiore a 5,6 cm, però ciò avrebbe compromesso la buona riproduzione degli evntuali solchi a 5,6 cm, pur permettendo un lieve miglioramento per gli altri raggi. La domanda più importante alla quale si deve rispondere è però la seguente: quale dei due bracci si deve preferire? Ritornando alla fig. 1 si può vedere che l'errore di tracciatura del braccio A diventa maggiore di quello del braccio B a 8 cm. Ciò significa che l'errore del braccio A è maggiore per circa i 2/5 del disco. Non si deve inoltre dimenticare che la circonferenza corrispondente al solco esterno è circa 2,56 volte più lunga di quella del solco interno. Quindi una unità di lunghezza nel solco interno contiene 2,56 volte più informazioni di una pari lunghezza sul solco esterno. La situazione è inoltre aggravata dal fatto che il finale di molti brani musicali ha un livello nettamente superiore alla media. I solchi interni maggiormente modulati possono dare quindi una maggiore distorsione. Inoltre la « forza di scivolamento » diminuisce notevolmente quando si riducono contemporaneamente la distanza fra puntina e centro del disco e l'angolo fra braccio e capsula. Infatti se queste due grandezze diventano molto piccole l'unico fattore che conserva dell'importanza è l'inerzia del braccio. Si può quindi concludere che la « distorsione del solco interno » non si può eliminare completamente ma si può solo minimizzare scegliendo opportunamente le caratteristiche geometriche del braccio e della sua sospensione.

Sotto questo punto di vista si può poi dire che il braccio B è il più adatto per la riproduzione dei moderni dischi stereo.

1. - Appendice

La risonanza del braccio

La frequenza di risonanza di un braccio è determinata dal rapporto fra la massa totale del braccio e la cedevolezza del sistema capsula-disco. Poichè la cedevolezza del materiale che compone il disco è praticamente costante e poichè il progettista del braccio non può agire sulla cedevolezza della capsula si può dire che l'unico fattore controllabile rimane la massa del braccio. Una risonanza non smorzata nel campo audio rinforzerà in modo sensibile i bassi ma aumenterà anche il rombo e comprometterà una buona tenuta del solco.

Perciò normalmente si tende a mantenere la risonanza del braccio una o due ottave al di sotto di 20 Hz, con ciò si evitano le due frequenze di rombo a 15 Hz per i motori sincroni da 3600 giri/min e 30 Hz per i motori più pesanti da 1800 giri/min. (per la frequenza di rete di 50 Hz le due frequenze di rombo corrispondenti si hanno a 12,5 e 25 Hz). Però il portare la risonanza nel campo delle frequenze subsoniche può essere pericoloso, in quanto il « Q » è migliore alle basse frequenze e qualsiasi vibrazione subsonica introdotta nel sistema può sovraccaricare l'amplificatore e provocare delle distorsioni. Un sistema usato una volta per combattere la risonanza consisteva nello smorzare i supporti del braccio con un derivato del silicone. Con ciò si aveva il vantaggio che si poteva anche lasciare cadere il braccio sul disco senza provocare alcun danno, però si otteneva l'inconveniente di un attrito troppo alto dei supporti sopratutto sul piano orizzontale. Il sistema più recente di risoluzione di questo problema consiste nel portare la risonanza ad una frequenza maggiore e poi smorzarla permettendo al contrappeso di risuonare alla stessa frequenza. Il sistema funziona con lo stesso principio delle custodie « bass reflex » in quanto dà due piccole punte di risonanza a mezza ottava ad ambo i lati della frequenza di risonanza originaria. Se la frequenza scelta è 15 Hz, invece di 5 Hz, allora il « Q » non attenuato è minore ed inoltre se il contrappeso viene isolato dal braccio con del materiale smorzante le due punte compaiono a circa 11 e 22 Hz. I punti più bassi della curva di risposta si hanno invece proprio in corrispondenza delle due frequenze di rombo fondamentali e ciò rende particolarmente felice la scelta della frequenza di 15 Hz.

Fig. 4 - Confronto fra lo stesso segnale (2 periodi a 1000 Hz) registrato in diversi solchi.

Gerd Koch

L'occhio magico come indicatore di bilanciamento negli amplificatori stereo

Fig. 1

Sebbene siano stati studiati e sperimentati molti tipi di circuiti di bilanciamento per amplificatori stereo, tutti più o meno efficaci, tuttavia è rimasta in detti circuiti una grave lacuna cioè un indicatore che permettesse di segnalare con esattezza il punto di bilanciamento. In certi amplificatori di classe si è colmata la lacuna con l'introduzione di voltmetri misuratori d'uscita (fig. 1), ma anche questo sistema risulta poco pratico, in quanto per ottenere una precisa regolazione occorre osservare contemporaneamente due strumenti. Tuttavia resta un'altra soluzione che offre una rapida indicazione del livello di ciascun canale, essa consiste nell'usare certi particolari occhi magici costruiti appositamente per comparazioni di tensioni. Di questi occhi magici ve ne sono, però, pochi tipi; fra questi ho usato per le mie prove il tubo Telefunken EMM801 con zoccolatura noval ed indicatore a nastro realizzando il circuito di fig. 2.

Come si può osservare dal circuito il segnale viene prelevato dalla placca del tubo pilota dell'invertitore di fase per mezzo del resistore R_1 che ha lo scopo di disaccoppiare i due circuiti di uscita, e del condensatore di blocco C_1 ed è inviato ad un potenziometro semifisso R_3 indi raddrizzato dal diodo D_1 ed infine inserito in una delle due griglie controllo del tubo indicatore.

Per il corretto funzionamento dell'insieme, i due potenziometri vanno tarati singolarmente applicando all'ingresso di ciascun canale un segnale audio a frequenza fissa in grado di pilotare l'amplificatore alla massima uscita, e regolando R_3 fino ad avere sulla griglia controllo dell'occhio magico un segnale negativo di — 1,3 V. Dopo questa operazione controllare con l'ohmmetro la resistenza tra cursore e massa dei potenziometri R_3 e correggere le eventuali differenze. *L'* indicazione di bilanciamento sarà data dalla uguale ampiezza delle due tracce luminose che durante la massima uscita dell'amplificatore si troveranno ad una distanza di 2 mm una dall'altra, ciò può essere utile anche per determinare la potenza di uscita del complesso in relazione alla potenza massima ed alla distanza intercorrente fra le tracce luminose.

Per quanto riguarda l'applicazione dell'indicatore in un registratore stereofonico il circuito ed il sistema restano gli stessi, varia la taratura in quanto si dovrà regolare la sensibilità dell'indicatore in base alla tensione di funzionamento della testina magnetica, ed al posto dell'indicazione della potenza di uscita si avrà l'indicazione di saturazione della testina, segnalazione questa che l'occhio magico indicherà sovrapponendo le due tracce. Infine avviso che i dati esposti, i valori dei resistori R_4 - R_5 ed la tensione di alimentazione variano da tubo a tubo, lo stesso dicasi per il valore totale dei resistori R_1 - R_2 che deve essere identico a quello originariamente usato nell'amplificatore.

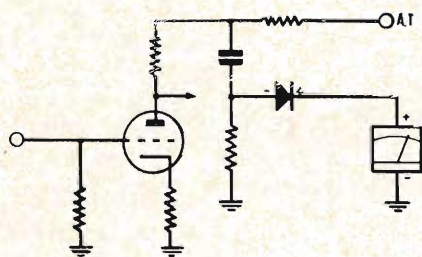
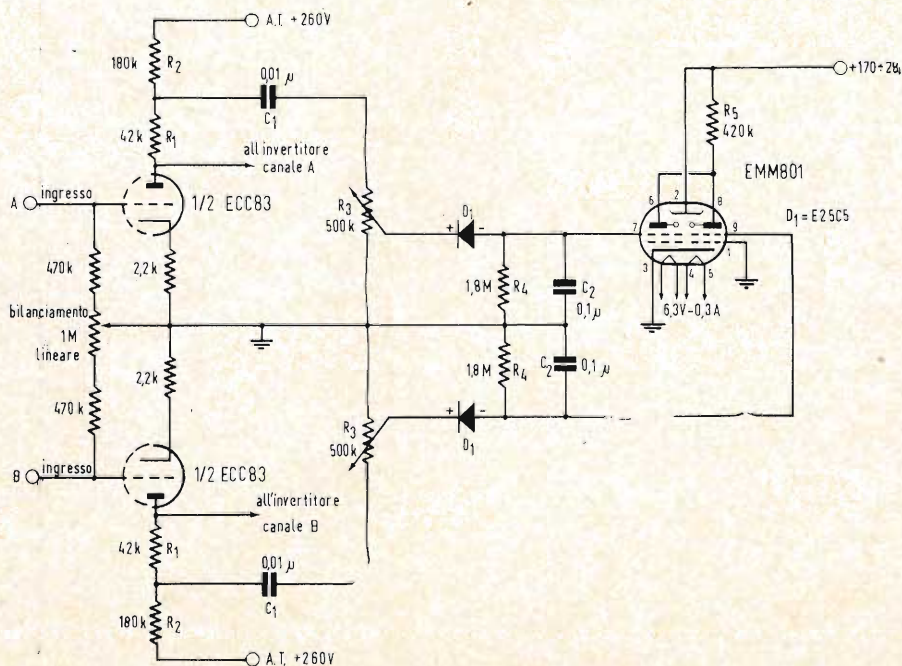



Fig. 2

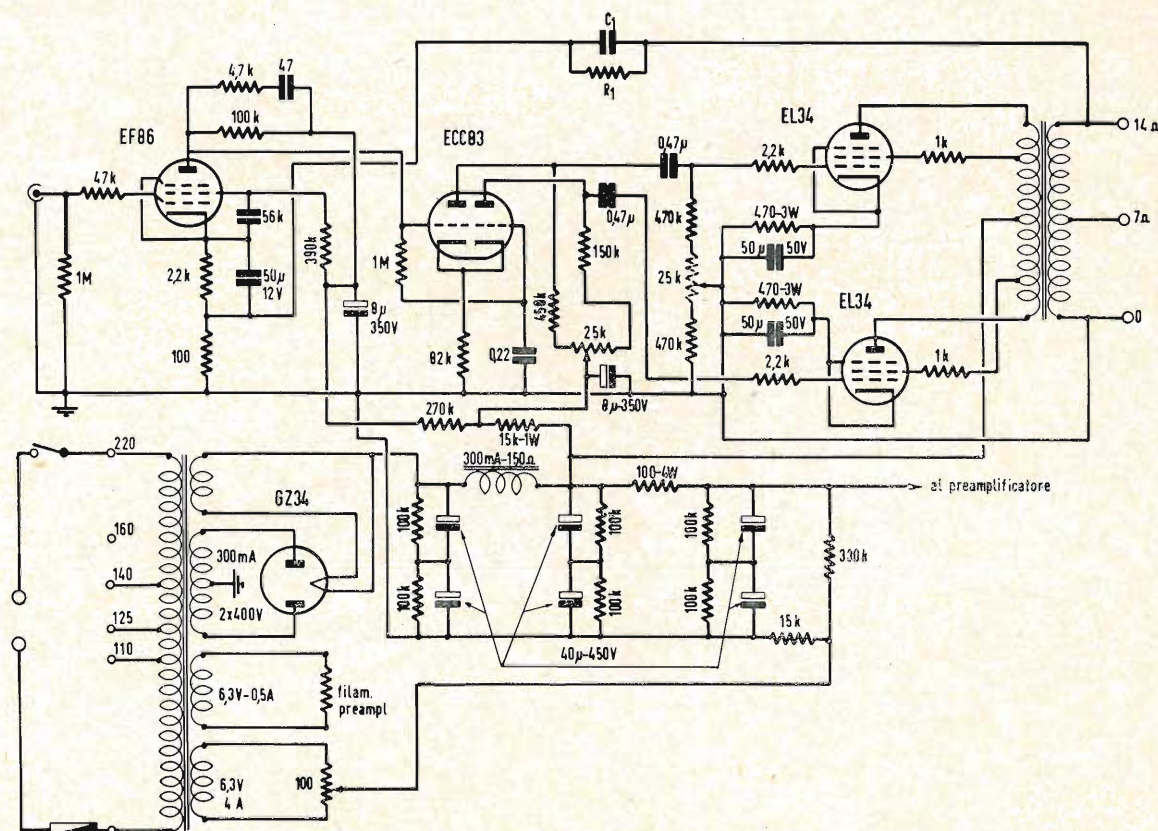



Fig. 1/0457

0456 – Sig. Alberto Celli – Firenze

D. Su *alta fedeltà*, luglio 1957 ho notato lo schema del preamplificatore Marantz Audio consolette.
Ho però alcuni dubbi riguardo i commutatori (non si comprende quali siano i contatti lunghi o i contatti corti e a quali curve corrispondano le posizioni dei suddetti commutatori) e al filtro degli acuti; non è specificata la tensione di alimentazione.
Desidererei quindi un vostro chiarimento in proposito.

R. Lo schema del preamplificatore Marantz riportato nel fascicolo di « alta fedeltà » è effettivamente incompleto, Le stesse domande ch'Ella ci rivolge, ci furono già rivolte da altri lettori. Nell'anno 1959 alle pag. 196 e 197 nella rubrica « a tu per tu » pubblicammo lo schema completato con l'indicazione delle curve di equalizzazione dischi (precisamente procedendo in senso orario si hanno le seguenti curve: lineare, standard 78 giri/min., FFR78, RIAA, Columbia Long Play, AES) e gli schemini parziali corrispondenti alle 4 posizioni del commutatore filtro limitatore e alle 6 posizioni del commutatore di equalizzazione. Le inviamo a parte perciò una copia di detto fascicolo avvertendola che nello schema generale di pag. 196 i cursori accoppiati dei potenziometri sono quelli facenti capo (attraverso a 0,002 μF) alle griglie di V_{2a} e di V_{2b}, invece di V_{3a} come erroneamente indicato.

(a.f.)

0457 – Av. Sc. Bragantini Remo – Gioia del Colle (Bari).

D. Lo schema allegato è quello del mio amplificatore di potenza. Si tratta di uno schema PHILIPS, nel quale ho modificato l'alimentatore e ho aggiunto un potenziometro da 25 kΩ per l'esatta polarizzazione dello stadio finale e un altro, pure di 25 kΩ, per il bilanciamento delle placche dell'invertitore.
Desidererei conoscere:

1) Gli accorgimenti necessari riguardo alla disposizione dei componenti sul telaio.
2) Se le caratteristiche del trasformatore di alimentazione sono adatte (come da schema) e dove eventualmente mi potrei rivolgere per acquistarlo.
3) Se l'impedenza da 150 mA/150 Ω è adatta (possiedo sia l'impedenza, sia il trasformatore d'uscita, PHILIPS ultralineare per controfase di EL34/20 W).
4) Se è possibile realizzare il circuito finale in circuito stampato oppure se è preferibile eseguirlo in circuito convenzionale.
Del preamplificatore invece (sempre da uno schema PHILIPS) Vi chiedo:
5) Se i valori dei componenti vanno bene (come da ora schema) e se la tensione anodica è adatta (300 Volt).
6) Disposizione dei componenti, dei comandi, realizzazione del telaio e lo schema di un buon alimentatore (naturalmente separato) possibilmente con l'alimentazione dei filamenti in c.c.
7) Che testina stereo a riluttanza variabile è più indicata per tale amplificatore?
Si potrebbe conoscerne il prezzo e dove eventualmente rivolgersi, se in Italia si trova, per acquistarlo il braccio SME?

R. 1) Il potenziometro 25 kΩ da Lei introdotto in serie alle resistenze 470k delle griglie non fa variare la polarizzazione delle EL34, perché le resistenze di catodo sono collegate a massa; detto potenziometro può bilanciare le resistenze di fuga delle griglie, ma il suo effetto è già ottenuto con l'altro potenziometro di 25 kΩ che regola il carico dell'invertitore (carico che dipende anche dalle resistenze di griglia delle EL34). Accorgimenti speciali per costruzione dell'amplificatore non occorrono. Basterà far brevi i collegamenti alle griglie; far passare lontano da essi i collegamenti alle placche; schermare il cavetto di entrata che deve essere innestato con spina e boccola schermante e non con banana. Il trasformatore di alimentazione deve essere disposto il più lontano possibile dal tubo EF86. Eventualmente eseguire con cavetto schermato le connessioni dell'alta tensione alle placche.
2) L'alta tensione 2 × 350V è scarsa, meglio portarla a 2 × 400 V_{eff} per permettere la caduta di circa 50 V ai capi dell'impedenza di filtro. Il secondario di accensione per una sezione del preamplificatore stereo deve essere 6,3 V_{eff}; 0,5 A, ammesso che il 2° amplificatore abbia eguale trasformatore di alimentazione che serva anche per l'altra sezione del preamplificatore stereo. Le consigliamo, per l'acquisto, di rivolgersi al concessionario della PHILIPS, Ditta Melchioni (Milano, Via Friuli, 16/18 Tel. 585892/3 magazzino vendita delle parti staccate).
3) L'impedenza di filtro è senz'altro scarsa; infatti sopporta solo 150 mA, mentre l'assorbimento totale si avvicina ai 300 mA. Sta bene il trasformatore di uscita Philips.
4) Se Ella ha la possibilità di realizzare il circuito stampato, lo faccia senz'altro dopo però aver fatto il montaggio convenzionale di prova per determinare il percorso dei collegamenti.
5) I componenti del preamplificatore sono quelli pubblicati nel n° 16 del B.T.I. Philips, e sono pertanto corretti. Essendo l'amplificatore di potenza da 10 W, la tensione di alimentazione è dell'ordine di 370 V per cui la resistenza di disaccoppiamento da Lei segnata 22 kΩ risulta bassa; essa dovrà essere regolata in modo da avere 230 V, a valle di detta cellula filtrante, il suo valore può essere scelto fra 39 kΩ e 47 kΩ (l'assorbimento di un canale del preamplificatore di 3 mA). Il rela-

tivo condensatore deve essere da 16 μF/300 V Ciò vale per entrambi i canali sinistro e destro.
6) Il disegno del telaio e del montaggio può essere fatto solo possedendo i vari componenti comunque richiederebbe un tempo eccessivo e l'impegno di un disegnatore, il che andrebbe oltre i limiti della ns rubrica « a tu per tu ». Ci limitiamo perciò a dire che il montaggio deve rispecchiare la disposizione dei componenti risultante dallo schema (fig. 1) è bene fare uso di basette porta resistenze e condensatori, schermare i cavetti di griglia, evitare in modo assoluto le saldature fredde e non usare pasta salda. Per l'alimentazione del preamplificatore servono bene gli alimentatori degli amplificatori di potenza e non è necessario un alimentatore a parte. Comunque diamo lo schema di un alimentatore adatto per l'intero preamplificatore stereo (fig. 2). N° 4 raddrizzatori al selenio tipo RPF 30 V-850 mA SORAL reperibili presso la SORAL ITALIANA (Milano, Via Lario, 9. Tel. 679,237)
7) Consigliabile è la testina Philips AG 3401 stereo a riluttanza variabile con puntina di diamante.
Il braccio S.M.E. è probabilmente trattato dalla Winsdor Electronic Corp. (Roma Via Nazionale, 230) Il suo prezzo si aggira sulle 30.000 lire. *(a.f.)*

Fig. 2/0457

0458 – Sig. Davide Maffeis – Milano

D. Sono in possesso di un complesso per la riproduzione dei suoni così formato:

1) Un vecchio cambiadischi Philips (che però funziona benissimo, specialmente a detta dei vari tecnici che « lo hanno visitato ») corredato della cartuccia tipo 3016.
2) Un amplificatore con due tubi 6V6. G.T. e un 12 AX7 che a detta del costruttore del complesso mi renderebbe circa 5 W di potenza.
3) Una serie di tre altoparlanti ellittici Grunding di cui:
per i bassi, un ellittico mm. 288 × mm190; per gli alti, due ellittici mm 150 × 100 circa.
Il complesso è provvisto di una presa per altoparlante supplementare a cui ho « attaccato »:
1) Una cassettina tipo bass-reflex provvista di un GOODMANS tipo Exeter T27 (o 17?) di mm. 170.
2) Un minuscolo altoparlante, appeso al muro, di diametro mm80, che a mio parere dovrebbe servire per le note alte.

Il tutto sembra funzionare abbastanza bene, ma volendo applicare la testina tipo 3401 penso che dovrei far aumentare la potenza da 5 a 10 W (non stereo però) Perciò vi chiedo:

1) È possibile trovare in commercio un buon amplificatore da 10 o 12 W di potenza o lo devo far costruire?
2) Posso accontentarmi delle tre manopole, Vol. Toni alti e Toni bassi oppure corredarlo di altri pulsanti.
3) Conviene cambiare, con amplificatore da 10 o 12 W, la 3016 con la 3401?
4) Sono troppi i 5 altoparlanti di cui sopra.?
5) E infine tenere il tutto e farlo funzionare benino o buttar via tutto... e darmi all'ippica?

R. 1) Esistono in commercio molti amplificatori di potenza per tutte le applicazioni per cui non occorre affatto farne costruire uno appositamente. Le consigliamo il modello EA-3 monofonico della Heat Kit (potenza di uscita nominale 14 W; potenza di picco 20 W; risposta in frequenza entro ± 1 dB da 20 a 20.000 Hz; controlli dei toni bassi ed alti separati; equalizzazione secondo curva *RIAA*; distorsione d'intermodulazione a 14 W inferiore all'1 %; entrate per pick-up magnetico, piezoelettrico e per sintonizzatore; impedenza di uscita 4,8 e 16 Ω). Per l'eventuale acquisto occorre rivolgersi alla LARIR. - P.zza 5 Giornate 1 - Milano.
2) L'amplificatore EA-3 è provvisto di 4 monopole: selettore di programma, volume, toni bassi, toni acuti. Altre regolazioni si hanno per solito nelle unità pilota, cioè nei preamplificatori e riguardano soprattutto l'equalizzazione dischi su diverse curve, l'inclusione dei filtri antirombo, antifruscio. Nei complessi stereo vi sono naturalmente altre regolazioni. Il suo amplificatore attuale potrebbe tutt'al più essere completato con un filtro a scatti limitatore degli acuti con frequenze di taglio a 5; 7,5 e 10 kHz.
3) La testina 3401 non comporta di dover aumentare la potenza, comunque tale incremento è assai utile. La testina 3401 è preferibile alla 3016.
4) Se ben disposti e se si sia ottenuto il corretto adattamento di impedenze, 5 altoparlanti non sono affatto troppi.
5) Riteniamo che il suo impianto sia già soddisfacente e non convenga affatto buttarlo via; tutt'al più si può pensare alla sostituzione dell'amplificatore con uno di maggior potenza. *(a.f.)*

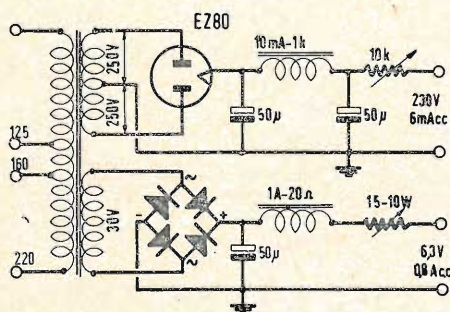
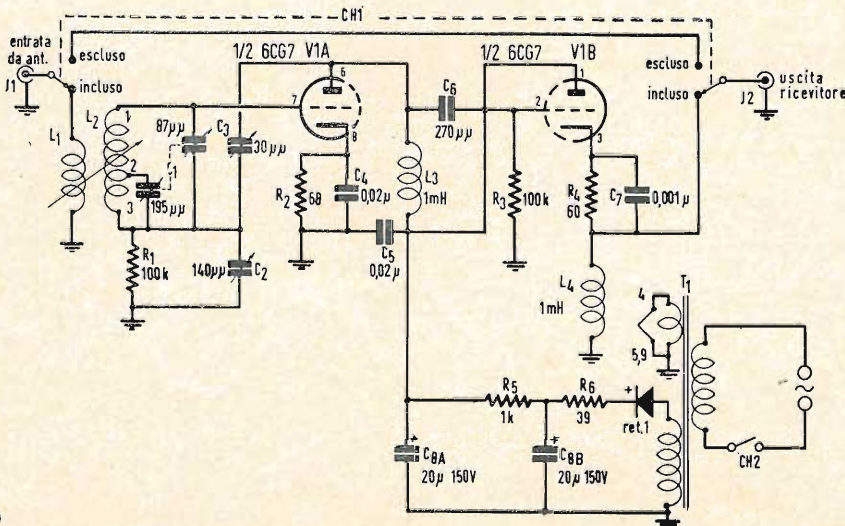
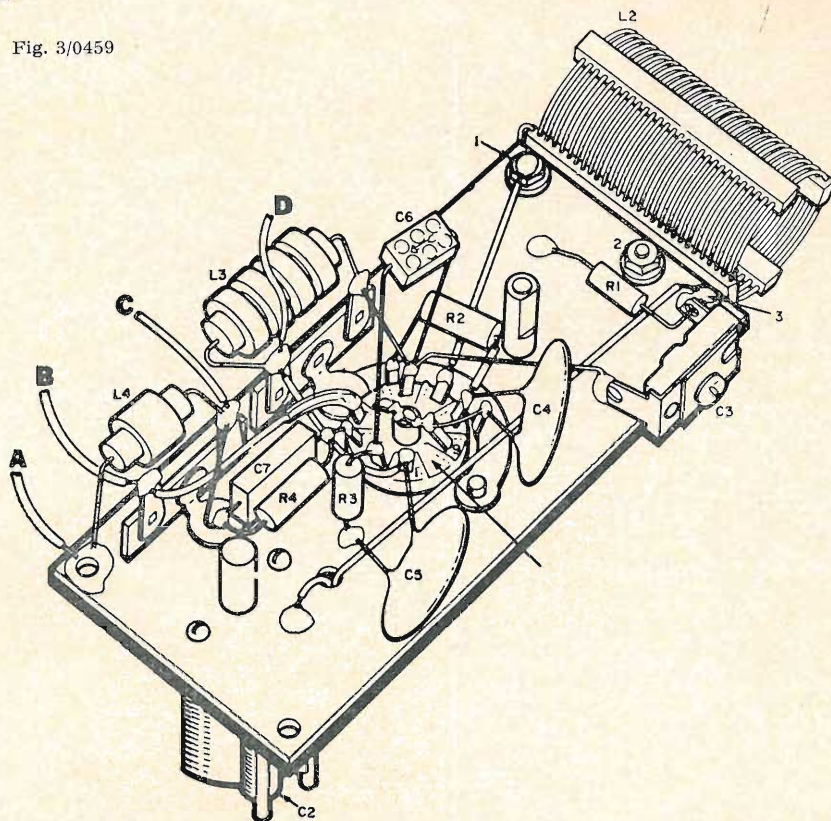



Fig. 1/0459

Fig. 3/0459

Fig. 2/0459

0459 – Sig. M. Busiello – Brescia

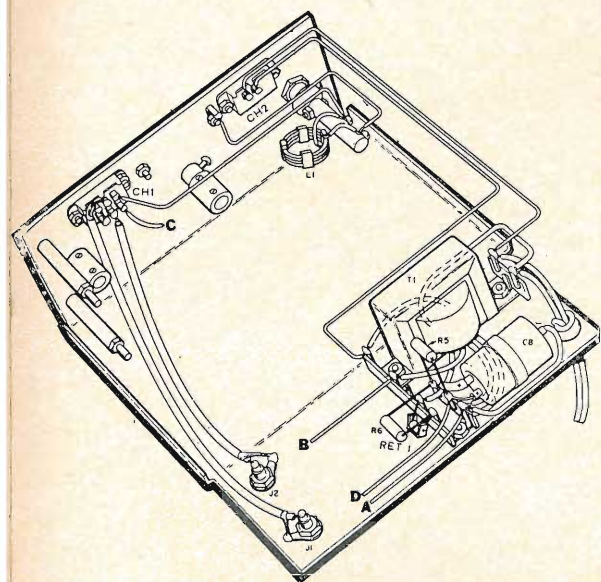
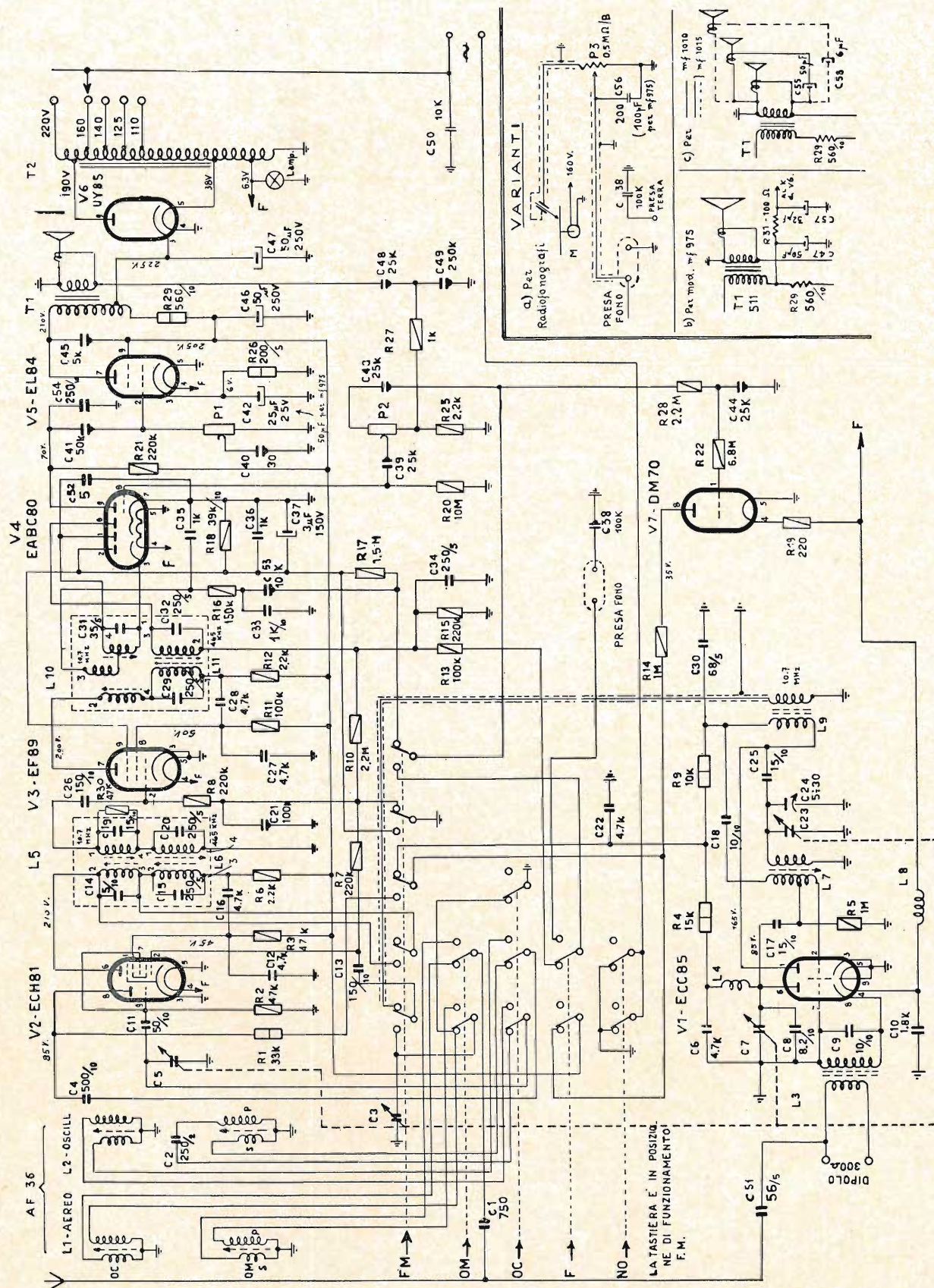
D. Si chiede lo schema di un pre-selettore di antenna allo scopo di aumentare la sensibilità, e ridurre le immagini di un ricevitore.

R. Lo schema del pre-selettore di cui alla figura 1 è particolarmente indicato per funzionare nella gamma compresa fra i 5 ed i 20 MHz. La sua realizzazione non presenta eccessive difficoltà e d'altra parte il circuito è molto interessante dato che consente la risonanza contemporanea su due frequenze distinte, una sulla gamma dei 5-12 MHz l'altra su quella degli 11-20 MHz. Ciò è possibile mediante l'uso di un condensatore variabile a due sezioni ciascuna delle quali risuona con la bobina L_2.
La valvola usata è il doppio triodo 6CG7 della quale la prima sezione funge da amplificatrice a radio frequenza neutralizzata, mentre la seconda assolve le funzioni di amplificatrice e di separatrice dell'amplificatore neutralizzato dal ricevitore.
I condensatori C_2 e C_3 determinano l'esatto grado di neutralizzazione. Quando questa ultima è ridotta sotto un certo limite la valvola V_{1A} diventa rigeneratrice la qualcosa, mediante un accurato controllo, può essere sfruttata vantaggiosamente per aumentare notevolmente la sensibilità dell'amplificatore e la selettività del circuito sintonizzato.
Le figure 2 e 3 indicano come debbono essere disposti i singoli elementi sullo chassis che dovrà avere le dimensioni di 18×13×8 centimetri. Evidentemente il richiedente potrà attuare una disposizione diversa da quella illustrata.
Per la messa a punto si sintonizzerà il ricevitore su una stazione prossima ai 6 MHz. Mettendo gli interruttori nella posizione di pre-selettore incluso, si aggiusterà il variabile C_1 fino ad ottenere la massima intensità del segnale dopo, di che, diminuendo il volume del ricevitore, si regolerà l'accoppiamento fra L_1 e L_2 in modo da migliorare l'intensità del segnale stesso.
Qualora si noti una certa tendenza all'inneseo si varierà la capacità di C_3 fino a far cessarc tale condizione e quindi si ritoccherà C_2 riducendone la capacità fino a conseguire le condizioni di massimo segnale che dovrebbero verificarsi nella posizione di « minima capacità ». Se ciò non avverrà sarà opportuno aumentare leggermente la capacità di C_3.
Tale controllo dovrà essere eseguito anche per le frequenze più alte in modo da trovare un compromesso soddisfacente. I componenti necessari per la costruzione del preselettore sono: C_1 = variabile a due sezioni 195 μμF e 87 μμF; C_2 = variabile tipo miniatura 140 μμF; C_3 = compensatore 30 μμF; C_4, C_5 = 0,02 μF, 600 V ceramico; C_6 = 270 μμF, mica argentata; C_7 = 0,001 μF, mica argentata; C_8 = condensatore elettrolitico 20 + 20 μF 150 volt; R_1, R_3 = 100.000 Ω 1/2 W; R_2, R_4 = 68 Ω, 1/2 W; R_5 = 1.000 Ω, 2 W; R_6 = 39 Ω, 1 W.
Lt = 4 spire diametro di 18 mm.
L_1 = 28 spire diametro 25 mm. con presa alla decima presa dal lato freddo. R_{ET1} = diodo al silicio 350 V, 25 mA, tensione di cresta inversa.
T_1 = trasformatore con primario universale, secondario 125 V, 15 mA, 6,3 V, 0,6 A. 1 commutatore a due poli due sezioni per l'esclusione e l'inclusione dal ricevitore del pre-selettore. *(P. Soati)*

0460 – Sigg. V. Vallini – Torino; G. Cardinale – Genova

D. Sono richiesti gli schemi relativi il registratore Filmagna (ECC83, EF86, EL84, EM80) ed il registratore *Revere* 1100 *dual speed model.*

R. Purtroppo non ci è stato possibile procurarci lo schema relativo il registratore *Filmagna* che le interessa. Se qualche nostro lettore ne è in possesso ci farà cosa grata inviarcelo in visione.
Lo schema relativo il registratore *Rever e* 1100 sarà pubblicato nello *schemario dei registratori* del quale la casa editrice *Il Rostro* ha già pubblicato il primo volume.

(P. Soati)

Schema elettrico del radio ricevitore ALLOCCHIO BACCHINI - Telaio S 2015 per mod. 601 - 603 - 975 - 1010 - 1015

STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE
PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE
MILANO
ICE
ITALIA
VOLTMETRI · AMPEROMETRI
WATTMETRI · COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI · REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

MILANO
ICE
ITALIA

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Soperga 57 - Milano • Tip. Ed. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Via Roma, 92
Paderno Dugnano (Milano)

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

VALVOLE E TUBI CATODICI

ATES - Catania
Semiconduttori R C A

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate - Tel. 795.762

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.770 - 283.651

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

REGISTRATORI

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Registratori - Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Bresso
Via Savino, 9 - Tel. 924.631

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Via Tagliaferri, 33/S
Tel. 416.911

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TASSINARI
Via Oristano, 9 - Tel. 257.1073
Gorla (Milano)

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Solari, 4 - Tel. 46.92.087

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via G. Casalis, 41 - Tel. 761.133

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige - Registratori

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona) - Tel. 72.803
Via Del Guazzatore, 225
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

FAIT - Roma
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Via Carlo Pisacane, 31 - Torino
Tel. 661.275

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

ISOFARAD-SEKERA - Bologna
Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

RAPPRESENTANZE ESTERE

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416
Radio, Autoradio, TV (MOTOROLA)

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli, 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Corso Lodi, 47
Tel. 580.792 - 580.907

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Oscilloscopi TELEQUIPMENT - Campioni e strumenti SULLIVAN. Galvanometri, strumenti e prodotti RUHSTRAT - Testers PULLIN ed ogni altra apparecchiatura per ricerca scientifica

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA - Belluno
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

imetron - MILANO
Via Teodosio, 33 - Tel. 23.60.008
Apparecchiature Elettroniche per Industria e Automazione

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

MARCONI-ITALIANA
Via del Don, 6 Milano

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via Giorgio Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI - Milano
Via Lazzaretto, 17
Tel. 664.147 - 652.097
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali zoccoli per tubi 110

MARCUCCI - Milano
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI S. p. A. - Milano
Via Friuli, 15 - Tel. 57-94 - int. 47-48
Valvole - Cinescopi - Semiconduttori - Parti staccate radio-TV - Ricambi PHILIPS

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RAYTHEON-ELSI
Piazza Cavour, 1 Milano
Diodi - Transistori - Raddrizzatori

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S G S - Argrate Milano
Diodi - Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

THOMSON ITALIANA
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome collettivo
di Gino da Ros & C.
Vimodrone (Milano) - Via Gramsci, 39
Tel. 28.99.086 - 28.99.263

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio - TV - Giradischi

MICROPHON - Siena
Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

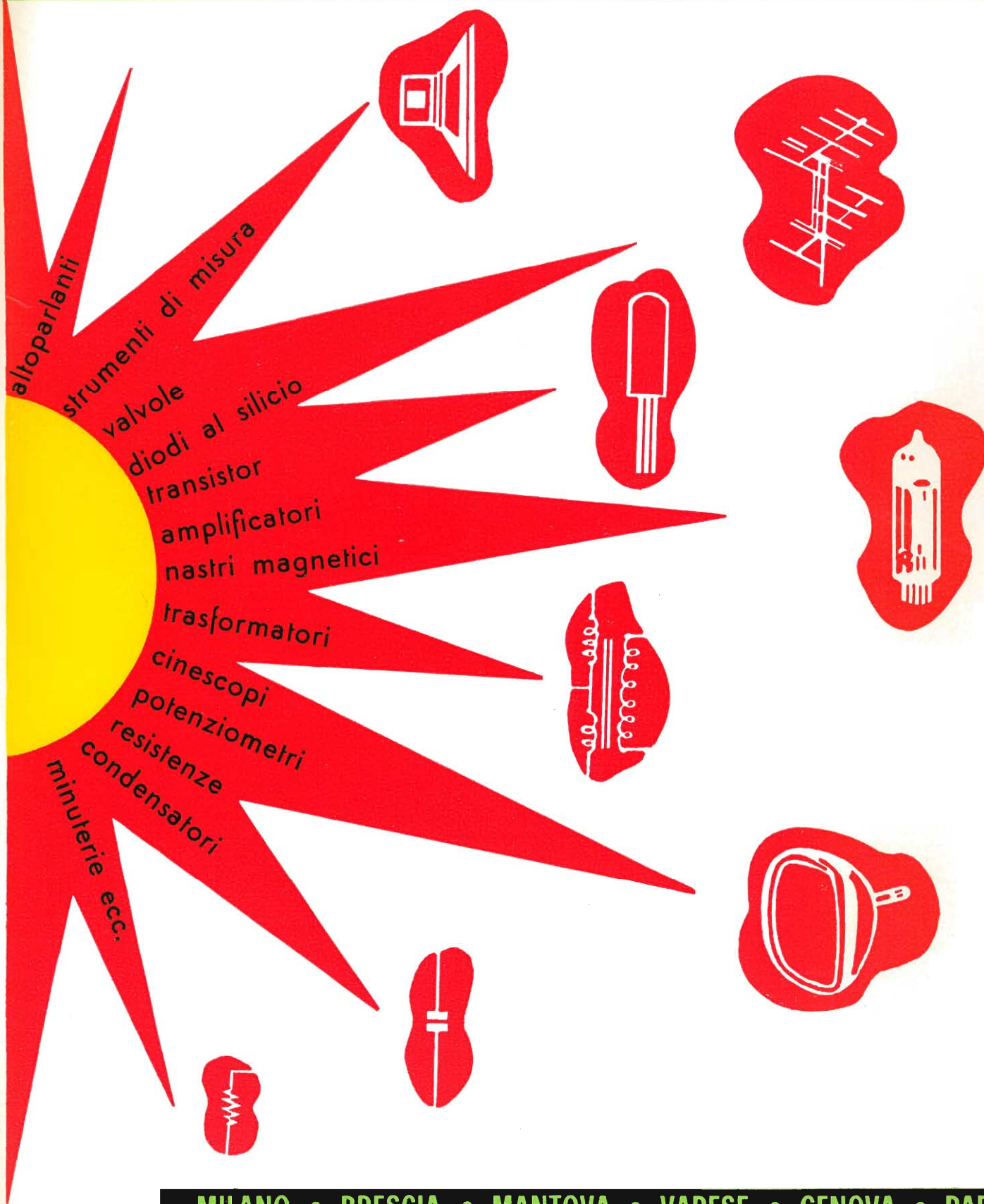
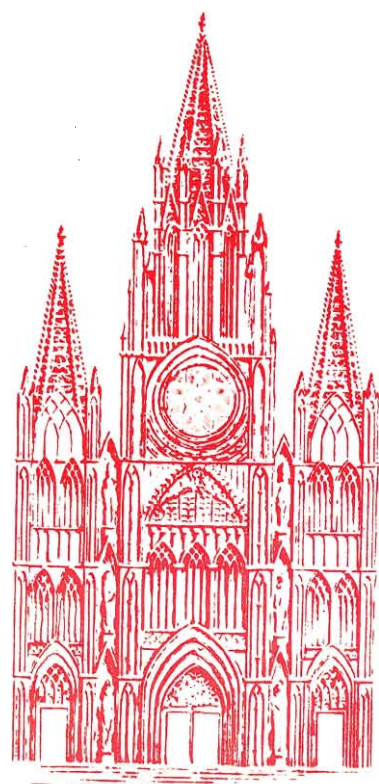
INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
frigoriferi televisori lavatrici cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

VOXSON - Roma
Via Tor Cervara, 286
Televisori - Radio - Autoradio

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE
Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

JAHR - Radiocostruzioni
Milano - Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.082

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

Heathkit ®

Mod.

GD - 232

Thomas Heathkit

**organo
a transistor
elettronico**

L'organo Thomas-Heathkit è un organo elettronico transistorizzato ad alta qualità musicale e potenza che viene presentato per la prima volta sotto forma di scatola di montaggio. Il mobile, in legno di noce satinato, viene fornito già rifinito e montato.

Il suo montaggio non richiede particolari doti tecniche, perchè un esauriente libro di montaggio corredato da numerosissime fotografie e schemi vi guiderà passo per passo nel vostro lavoro.

CARATTERISTICHE

Tastiera	Manuali superiori: 37 note, dal « DO » della II ottava al « DO » della V ottava (3 ottave) Manuali principali: 37 note, dal « DO » della II ottava al « DO » della V ottova (3 ottave) Pedaliera: 13 note, dal « DO » della I ottava al « DO » della II ottava (2 ottave)
Registri	Manuali superiori: Trombone, Clarino, Flauto, Oboe, Cornetta, Violino Manuali principali: Saxofono, Corno, Viola, Diapson.
Comandi	Bilanciamento tastiere, Volume generale con interruttore, Pedale per l'espressione, (permette di regolare il volume sonoro dell'organo), Vibrato inserito-escluso, Vibrato pieno-medio.
Generatore dei toni	12 oscillatori a transistor dal « DO Diesis » IV ottava al « DO » della V ottava (12 transistor). 25 stadi bistabili divisori di tensione, dal « DO » della II ottava al « DO » della IV ottava (50 transistori) Amplificatori d'impulsi e divisori per la pedaliera dal « DO » I ottava al « DO » II ottava (3 transistor)
Amplificatore di potenza:	10 W - (20 W di picco)
Tubi impiegati:	1-6AC4; 1-12AT7; 1-12AX7; 2-6BQ5
Transistor	65 transistor
Altoparlante	da 30 cm. di tipo a magnete permanente
Alimentazione	110 V c.a. 50 Hz oppure 220 V c.a. 50 Hz
Assorbimento	70 W
Dimensioni	Altezza 103 cm. - Larghezza 98 cm. - Profondità 54 cm.
Peso netto	53 kg.

LARIR Organizzazione commerciale di vendita:
PIAZZA 5 GIORNATE 1 • **MILANO** • TELEFONI N. 795762 - 795763

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel.736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti, 12 - Tel. 2244
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773